R F1509/EL

49. 1987.

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC BUCUREȘTI

1988 -06- 13

SERIA ELECTRONICĂ

TOMUL XLIX, ANUL 1987

COMITETUL DE REDACȚIE

REDACTOR RESPONSABIL : Prof. dr. ing. *Voicu Tache*
MEMBRII : Prof. dr. ing. *Constantin Bălă* ; Conf. dr. ing. *Cornel Berbente* ; Prof. dr. docent *Gheorghe Buzdugan*, membru corespondent al Academiei R. S. România ; Prof. dr. ing. *Ioan Carabogdan* ; Prof. dr. ing. *Sergiu Călin* (secretar științific) ; Prof. dr. docent *Virgil Constantinescu* ; Prof. dr. docent *Felicia Cornea* ; Prof. dr. ing. *Alexandru Dănescu* ; Prof. dr. docent *Traian Demian* (redactor responsabil adjunct) ; Prof. dr. ing. *Octavian Floarea* ; Prof. dr. ing. *Julieta Florea* ; Prof. dr. ing *Nicolae Geru* ; Prof. dr. ing. *Berthold Grünwald* ; Prof. dr. *Ion Grădișteanu* ; Prof. dr. ing. *Gheorghe Hortopan* ; Prof. dr. ing. *Moise Ienciu* ; Prof. dr. ing. *Vlad Ionescu* ; Prof. dr. ing. *Adelaida Mateescu* ; Prof. ing. *Jean Moncea* ; Prof. dr. ing *Nicolae Murguleț* ; Prof. dr. docent *Florea Oprea* ; Prof dr ing. *Aurel Oprean* ; Prof. dr. ing. *Mircea Petrescu* ; Prof. dr. ing. *Ion Popescu* ; Conf. dr. ing. *Mircea Radeș* ; Conf. dr. ing. *Sorin Roșca* ; Prof. dr. ing *George Rulea* ; Prof. dr. ing. *Marcel Segărceanu* ; Prof. dr. ing. *Alexandru Spătaru* ; Prof. dr. *Octavian Stănășilă* ; Prof. dr. docent *Ion Teoreanu* ; Prof. dr. docent *Andrei Țugulea* ; Prof. dr. ing. *Silvia Vacu* ; Prof. dr. docent *Rodica Vîlcu* ; Academician *Radu Voinea*.

Editor : Institutul Politehnic București
Splaiul Independenței 313, Tel. 31.40.10. România, Căsuța poștală 2356

Readers from abroad can get subscriptions for this newspaper through ROMPRESFILATELIA, Import export press, P.O. Box 12-201, Telex 10378, Calea Griviței 62—64, Bucharest, ROMANIA

Sumar

M. Rebenciuc

Secțiunea unei relații binare neomogene într-o categorie relativ la un subobiect (2) (l. engleză) 3

Elena Deciu

Noduri operaționale adjuncte, controlabilitate și observabilitate pe spații Hilbert complexe (l. engleză) 13

R. Mitroi, Cornelia Moțoc

Calculul mobilității și a timpului de relaxare al purtătorilor în cristale lichide nematice (l. engleză) 21

P. Sterian, A. Podoleanu, Doina Mănăilă, I. M. Popescu

Dispozitiv optic bistabil hibrid în regim regenerativ 27

Carmina Plosceanu, Iuliana Cuculescu

Studii spectroscopice pe coloranți, în matrici de cristale lichide colesterice compensate 31

Vl. Iancu, R. Lungu, S. Stănescu

Studiul regimurilor de funcționare ale unui quiteron (l. engleză) 37

V. M. Cătuneanu, Fl. Popențiu, M. Gheorghiu

Optimizarea productivității prin alocarea redondanței în memoriile VLSI (l. engleză) . . 43

D. Stanomir, A. Iftime

Rețea activă pentru accentuare și de-accentuare în audiofrecvență (l. engleză) 49

Grazziela Niculescu

Control analitic al pierderilor de apeluri într-o centrală telefonică cu comandă centralizată 57

P. Șchiopu, Carmen Șchiopu

Determinări experimentale efectuate cu dispozitive EO 65

V. E. Neagoe

Reprezentare discretă optimă a semnalelor. Partea II. Transformarea Legendre discretă și aplicarea ei la interpolarea semnalelor (l. engleză) 73

M. Steriu, H. Hofmann, A. Steriu

Utilizarea memoriei dinamice în extinderea posibilităților oferite de un sistem de operare orientat pe floppy-disc (l. engleză) 85

P. Șchiopu, Carmen Șchiopu

Dispozitive EO cu traductor piezoelectric de cuarț și mediu de interacție lichid 91

V. Ivanov

Interpretor portabil PROLOG 97

Summary

M. Rebenciuc

The Section of a Binary Non-Homogeneous Relation in a Category Relative to a Subobject (II) 3

Elena Deciu

Adjoint Operator Nodes, Controllability and Observability on Complex Hilbert Spaces 13

R. Mitroi, Cornelia Moţoc

The Evaluation of Mobility and Relaxation Time of Charge Carriers in Nematic Liquid Crystals 21

P. Sterian, A. Podoleanu, Doina Mănăilă, I. M. Popescu

Regenerative Hybrid Optical Bistable Device 27

Carmina Plosceanu, Iuliana Cuculescu

Spectroscopical Studies on the Dyes in Compensated Mixture of Cholesteric Liquid Crystals 31

Vl. Iancu, R. Lungu, S. Stănescu

Study of the Working Regimes of a Quiteron 37

V. M. Cătuneanu, Fl. Popenţiu, M. Gheorghiu

Redundancy Allocation of VLSI Memory Chips for Productivity Optimization 43

D. Stanomir, A. Iftime

An Emphasis and De-Emphasis Active Network for Audio Frequencies 49

Grazziela Niculescu

Analytical Test for the Lost Cells in a Telephone Switching with the Common Control 57

P. Şchiopu, Carmen Şchiopu

Experiments with Acousto-Optic Devices 65

V. E. Neagoe

Optimum Discrete Representation of Signals. Part II. Discrete Legendre Transform and Its Application for Signal Interpolation 73

M. Steriu, H. Hofmann, A. Steriu

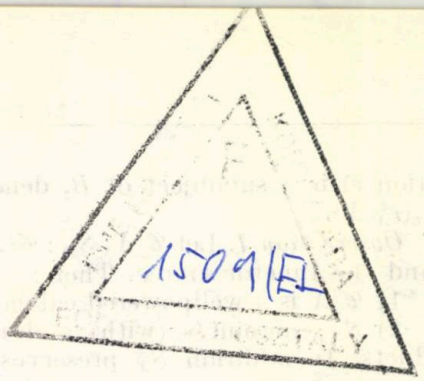
Dynamic Memory Possibilities Extending for a Floppy-Disc Operating System 85

P. Şchiopu, Carmen Şchiopu

EO Devices with Quartz Transducer and Liquid Interaction Medium 91

V. Ivanov

A Portable Prolog Interpreter 97



C.Z.: 517.43

THE SECTION OF A BINARY NON-HOMOGENEOUS RELATION IN A CATEGORY RELATIVE TO A SUBOBJECT (2)

M. REBENCIUC*

In this part of the paper it is continued the presentation of some properties (which are usually in Set — the category of sets) of the section (relative to a subobject) of a binary non-homogeneous relation in a wellpowered and wellcopowered category with products, coproducts and triangular decomposition which was defined in the first part of the paper [8]. More exactly, it proves that the connection properties between taking of section and inclusion, (finite) intersection, (finite) union and composition of relations are well preserved. Furthermore, the projections of a section binary non-homogeneous relation are defined and it proves that some properties of these projections are also well preserved.

We will begin to recall that a wellpowered and wellcopowered category $\mathscr{C}$ with products, coproducts and triangular decomposition (finite intersections) has intersections, images (even minimal triangular decomposition), fibered products (therefore and inverse images) and fibered coproducts ($\mathscr{C}$ is complete and cocomplete) [2,7,8].

In the following we shall denote by Rel (A, B) the set of binary non-homogeneous relations on A, B (from A to B), where A, B are objects of $\mathscr{C}$. An element of Rel (A, B) will be indicated by the equivalent forms :

1) a subobject $r : R \rightarrowtail AXB$ of the finite product AXB;

2) two morphisms $r_A : R \to A$, $r_B : R \to B$, so that the morphism induced by the set $\{r_A, r_B\}$, $\langle r_A, r_B\rangle : R \to AXB$ (the unique morphism in $\mathscr{C}$ (R, AXB) such that $p_1\langle r_A, r_B\rangle = r_A$, $p_2\langle r_A, r_B\rangle = r_B$) is monomorphism [6,7,8]. Since Rel $(A, B) = \mathrm{Sub}(AXB)$ (the set of subobjects of the finite product AXB), some relations and operations on Rel(A, B) (inclusion, intersection, union) are similar to the corresponding relations and operations on Sub(AXB). We note that these and other relations and operations on Rel (A, B) are defined in [7]. and the definitions used in the proofs will be recalled. We remind

Definition (of section). The section of a relation $r \in \mathrm{Rel}(A, B)$, $r = \langle r_A, r_B\rangle : R \rightarrowtail AXB$ relative to a subobject $X \subseteq A$ (the X-section of a

* Assist., Mathematics Dept.

relation r) is a subobject of B, denoted by $r(X)$ and defined by $r(X) = r_B(r_A^*(X))$.

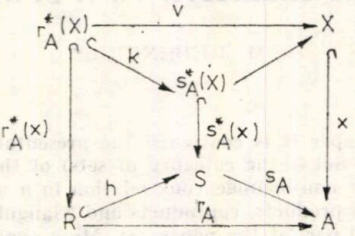
Observation 1. Let $\mathscr{C}/X$, $S_X : \mathscr{C}/X \to \mathscr{C}$ be the category of objects over X and the functor source. Then :

1) $\mathscr{C}/X$ is a wellpowered category cocomplete and finitely complete;

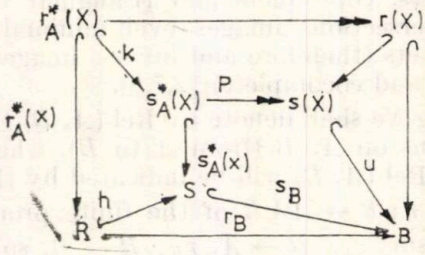
2) S_X commutes (with) and reflects colimits, kernels and fibered products. In addition S_X preserves and reflects monomorphisms [5,2].

Lemma 2. Let $r, s \in \mathrm{Rel}\,(A, B)$ and $X \subseteq A$ be relations, respectively a subobject of A ; if $r \subseteq s$ then $r(X) \subseteq s(X)$.

Proof. Consider the relations $r = \langle r_A, r_B \rangle : R \rightarrowtail AXB$, $s = \langle s_A, s_B \rangle : S \rightarrowtail AXB$. In the diagram



with the great square and the right hand square cartesian and the lower triangle commutative obtained by the properties of inverse image and the inclusion $r \subseteq s$ we have the equalities $r_A r_A^*(x) = s_A h r_A^*(x) = xv$. Since in addition the composition $hr^*(x)$ is monomorphism it follows the inclusion $r_A^*(X) \subseteq s_A^*(X)$ (there exists a unique monomorphism $k : r_A^*(X) \rightarrowtail s_A^*(X)$) and the commutativity of the left hand square (and the upper triangle). From the diagram



with the great square, the right hand square commutative (obtained by the minimal triangular decompositions of the morphisms $r_B r_A^*(x)$, $s_B s_A^*(x)$) and the left hand square, the lower triangle also commutative we obtain the equalities $r_B r_A^*(x) = s_B h r_A^*(x) = s_B s_A^*(x) k = upk$. Consequently by the properties of image it follows the inclusion $r(X) \subseteq s(X)$.

Theorem 3 (of intersection of relations). Let $\{r_i\} \subset \mathrm{Rel}(A, B)$ and $X \subseteq A$ be a (finite) set of relations, respectively a subobject of A. Then the inclusion $(\cap r_i)(X) \subseteq \cap r(X_i)$ is true.

Proof. There exist the (finite) intersection $\cap r_i \in \mathrm{Rel}\,(A, B)$ and the subobjects $(\cap r_i)(X)$, $\cap r_i(X) \subseteq B$. For each index i of a (finite) set, $(\cap r_i) \subseteq r_i$, so that according to Lemma 2 we have the inclusion $(\cap r_i)(X) \subseteq r_i(X)$ that is the monomorphism $m : (\cap r_i)(X) \rightarrowtail B$ factors through the mono-

morphism $m_i : r(X_i) \hookrightarrow B$. Using once more the definition of intersection, it follows that the monomorphism $m : (\cap r_i)(X) \hookrightarrow B$ factors (uniquely) through the monomorphism $m' : \cap r(X_i) \hookrightarrow B$, i.e. $(\cap r_i)(X) \subseteq r_i(X)$.

Theorem 4 (of union of relations). Let $\{r_i\} \subset \mathrm{Rel}(A, B)$ and $X \subseteq A$ be a (finite) set of relations, respectively a subobject of A which satisfy the following conditions :

U) There exists the (finite) union $r = \cup r_i$, $r = \langle r_A, r_B \rangle : R \hookrightarrow AXB$.

C) For any pair (z, f) (where $z : Z' \hookrightarrow Z$ is subobject, $f : B \to Z$ is morphism and Z is object of $\mathscr{C}$) there exists a morphism $g_A X g_B : A \times B \hookrightarrow Z \times Z$ such that if the (finite) set of X — sections $\{r_i(X)\}$ is carried into Z' by the morphism f, then the (finite) set of relations $\{r_i\} \subset \mathrm{Rel}(A, B)$ is carried into the relation $\langle z, z \rangle \in \mathrm{Rel}(Z, Z)$ by the morphism $g_A X g_B$ and the coangle $B \overset{r_B}{\to} R \overset{r_B}{\to} B$ can be embedded in the commutative square

$$\begin{array}{ccc} R & \xrightarrow{r_B} & B \\ {\scriptstyle r_B}\downarrow & & \downarrow{\scriptstyle g_B} \\ B & \xrightarrow{f} & Z \end{array}$$

Then also exists the (finite) union $\cup r_i(X)$ and the equality $(\cup r_i)(X) = \cup r_i(X)$.

Proof. According to the hypothesis let be $r_i : R_i \hookrightarrow AXB$, where i belongs to a (finite) set and $X \subseteq A$ a subobject of A. For any pair (z, f) (where $z : Z' \hookrightarrow Z$ is subobject, $f : B \to Z$ is morphism and Z is object of $\mathscr{C}$) suppose that the (finite) set of X-sections $(\{r_i(X)\})$ is carried into Z' by the morphism f, i.e. for each index i, the X-section $r_i(X)$ is carried into Z' by f with the commutative diagram

$$\begin{array}{ccc} \mathrm{r_i(X)} & \longrightarrow & \mathrm{Z'} \\ \downarrow & & \downarrow{\scriptstyle z} \\ \mathrm{B} & \xrightarrow{f} & \mathrm{Z} \end{array}$$

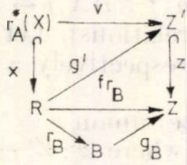
The condition C) assures the existence of a morphism $g_A X g_B : AXB \to ZXZ$ such that the (finite) set of relations $\{r_i\} \subset \mathrm{Rel}(A, B)$ is carried into the relation $\langle z, z \rangle \in \mathrm{Rel}(Z, Z)$ by $g_A X g_B$, i.e. for each index i, the relation $r_i \in \mathrm{Rel}(A, B)$ is carried into $\langle z, z \rangle$ by $g_A X g_B$ with the commutative diagram

$$\begin{array}{ccc} \mathrm{R}_i & \longrightarrow & \mathrm{Z'} \\ {\scriptstyle r_i}\downarrow & & \downarrow{\scriptstyle \langle z, z \rangle} \\ \mathrm{AXB} & \xrightarrow{g_A X g_B} & \mathrm{ZXZ} \end{array}$$

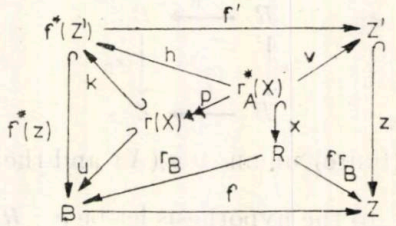
By the condition U) the relation $r \in \mathrm{Rel}(A, B)$ is also carried into the relation $\langle z, z \rangle \in \mathrm{Rel}(Z, Z)$ by $g_A X g_B$ with the commutative diagram

$$\begin{array}{ccc} \mathrm{R} & \xrightarrow{g'} & \mathrm{Z'} \\ {\scriptstyle r}\downarrow & & \downarrow{\scriptstyle \langle z, z \rangle} \\ \mathrm{AXB} & \xrightarrow{g_A X g_B} & \mathrm{ZXZ} \end{array}$$

Using once more the condition C) we obtain the diagram



with the lower square and the lower triangle commutative. Taking $v = g'x$ (the upper triangle also commutative) the equalities $zv = zg'x = g_B r_B x = f r_B x$ imply that the upper square is also commutative, i.e. the subobject $r_A^*(X) \subseteq R$ is carried into Z' by fr_B. By the properties of image and inverse image we obtain the diagram

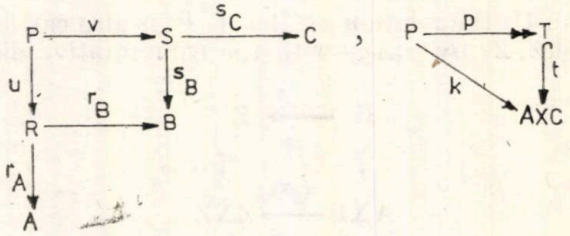


with the great square cartesian and the right hand square, the square of the angle $R \xrightarrow{r_B} B \xleftarrow{u} r(X)$ and the lower triangle commutative. From the equalities $fup = fr_B x = zv$ it results that there is a unique morphism $h : r_A^*(X) \to f^*(Z')$ such that $v = f'h$, $f^*(z)h = up$. The last equality implies the inclusion $r(X) \subseteq f^*(Z')$, that is the existence of a monomorphism $k : r(X) \hookrightarrow f^*(Z')$ such that $u = f^*(z)k$. Finally it follows the equalities $fu = ff^*(z)\, k = zf'k$, which means that $r(X)$ is carried into Z' by f. Furthermore, the X-section $r(X)$ contains all of the X-sections $r_i(X)$, since for each index i, $r_i \subseteq r$ and according to Lemma 2. Therefore the X-section $r(X)$ is the (finite) union of the (finite) set of X-sections $r_i(X)$.

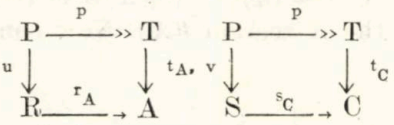
Observation 5. In Set (the category of sets) the conditions U), C) are satisfied; consequently the equality $(\cup r_i)(X) = \cup\, r_i(X)$ is true for any (finite) set of relations $\{r_i\} \subset \mathrm{Rel}(A, B)$ and subobject $X \subseteq A$.

Theorem 6 (of composition). Let $r \in \mathrm{Rel}(A, B)$, $s \in \mathrm{Rel}(B, C)$ and $X \subseteq A$ be relations, respectively a subobject of A. Then (sor) $(X) = s(r(X))$.

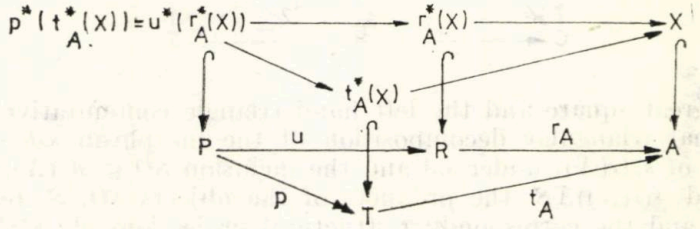
Proof. Let be $r = \langle r_A, r_B \rangle : R \hookrightarrow AXB$, $s = \langle s_B, s_C \rangle : S \hookrightarrow BXC$. The product $t = \mathrm{sor} \in \mathrm{Rel}(A, C)$ is defined by the diagrams



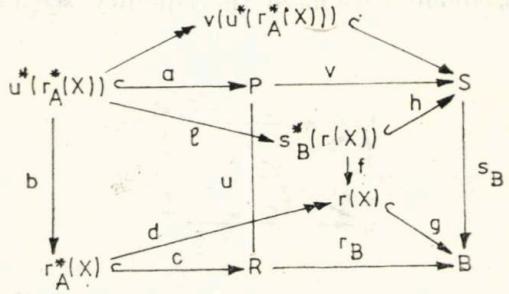
with $k\langle r_A u, s_C v\rangle$, the square cartesian and the triangle commutative given by the minimal triangular decomposition of the morphism $k : P \to \to AXC$. The commutativity of the above triangle implies the commutativity of the squares



with $t = \langle t_A, t_C\rangle : T \to AXC$. Furthermore by the expression of the inverse image of a subobject under a morphism as a fibered product we obtain the diagram

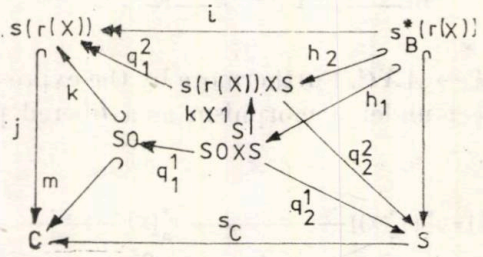


with the right hand squares and the left hand squares cartesian and the lower square commutative. Then the composite squares are also cartesian. Consequently it follows the equalities $u^*(r_A^*(X)) = (r_A u)^*(X) = (t_A p)^*(X) = p^*(t_A^*(X))$. In the diagram

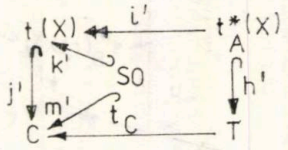


with the great squares and the small square from the right cartesian and the upper square and the lower square commutative given by the minimal triangular decomposition of the morphisms va, $r_B c$ the equalities $s_B va = r_B ua = r_B cb = gdb$ imply that there exists a unique morphism $1 : u^*(r_A^*$

$(X)) \to s_B^*(r(X))$ such that $f1 = db$ and $h1 = va$. The last equality implies the inclusion 1) $v(u^*(r_A^*(X))) \subseteq s_B^*(r(X))$. By the properties of image and inverse image it follows the inclusions 2) $(s_C v)\,(u^*(r_A^*(X))) \subseteq s_C(v(u^*(r_A^*(X))))$ $\subseteq s(r(X))$, 3) $(t_C p)\,(p^*(t_A^*(X))) \subseteq t_C(p(p^*(t_A^*(X))))t \subseteq t(X)$, i.e. the same subobject $SO = (s_C v)(u^*(r_A^*\ (X))) = (t_C p)(p^*(t_A^*(X)))$ is contained in the $r(X)$ section $s(r(X))$ and in the X-section $t(X)$. Now consider the diagram



with the great square and the left hand triangle commutative given by the minimal triangular decomposition of the morphism $s_C h$ ($s(r(X))$ is the image of $s_B^*(r(X))$ under s_C) and the inclusion $SO \subseteq s(r(X))$. Consider $SOXS$ and $s(r(X))XS$ the products of the objects SO, S, respectively $s(r(X))$, S and the corresponding structural projections $q_1^1 : SOXS \to SO$, $q_2^1 : SOXS \to S$, respectively) $q_1^2 : s(r(X))XS \to s(r(X))$, $q_2^2 : s(r(X))XS \to S$. There exist the unique monomorphisms $h_1 : s_B^*(r(X)) \hookrightarrow SOXS$, $h_2 : s_B^*\ (r(X)) \hookrightarrow s(r(X))XS$ such that $h = q_2^1 h_1 = q_2^2 h_2\ i = q_1^2 h_2$ (q_1^2 is epimorphism). Let be (in addition) the product of the morphisms k, 1_S, i.e. the unique morphism $kX1_S : SOXS \to s(r(X))XS$ such that $kq_1^1 = q_1^2(kX1_S)$, $q_2^1 = q_2^2(kX1_S)$. From the equalities $h = q_2^1 h_1 = q_2^2(kX1_S)h_1 = q_2^2 h_2$ and the uniqueness of the morphism h_2 it follows the equality $h_2 = (kX1_S)h_1$. Finally it results that $ji = jq_1^2 h_2 = jq_1^2(kX1_S)h_1 = jkq_1^1 h_1 = mq_1^1 h_1$, that is the inclusion $s(r(X)) \subseteq SO$. Consequently we have the equality $s(r(X)) = SO$. For the diagram

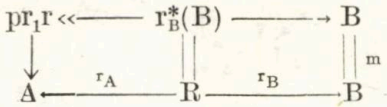


with the square and the triangle commutative a similar reasoning gives the inclusion $t(X) \subseteq SO$, i.e. the equality $t(X) = SO$.

Another way to prove that the morphism $s_C h$ (and similarly $t_C h'$) factors through the monomorphism $m(m')$ is by means of the fibered products of the angles $SO \overset{m}{\hookrightarrow} C \overset{s_C}{\leftarrow} S$, $s(r(X)) \overset{j}{\hookrightarrow} C \overset{s_C}{\leftarrow} S$ ($SO \overset{m'}{\hookrightarrow} C \overset{t_C}{\leftarrow} T$, $t(X) \overset{j'}{\hookrightarrow} C \overset{t_C}{\leftarrow} T$) and the product of these.

Definition 7 (of the first projection). The first projection of the relation $r \in \mathrm{Rel}(A, B)$, denoted $pr_1 r$ is the B-section of the inverse $r^{-1} \in \mathrm{Rel}(B, A)$ of the relation r.

Observation 8. Let be $r = \langle r_A, r_B \rangle : R \hookrightarrow AXB$ and $r^{-1} = \langle r_B, r_A \rangle : R \hookrightarrow BXA$. Then $pr_1 r = r^{-1}(B) = r_A(r_B^*(B)) = \mathrm{Im} r_A$, which is a consequence of the fact that in the diagram

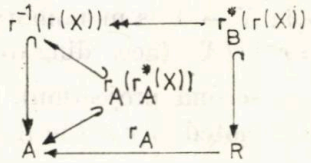


with the right hand square cartesian and the left hand square commutative n is isomorphism since m is isomorphism.

Observation 9. For a subobject $X \subseteq A$ there exists the equality $r^{-1}(r(X)) = (r^{-1} or)(X)$ (according to Theorem 6). By the definition of composition and the properties of image and inverse image it follows that the components of the product $r^{-1}\ or \in \mathrm{Rel}(A, A)$ are equal and $r^{-1}(r(X)) \subseteq X$.

Observation 10. Since $r(X) \subseteq B$ and according to Lemma 2 it follows the inclusion $r^{-1}(r(X)) \subseteq pr_1 r$, where $X \subseteq A$ is a subobject of A.

Observation 11. By the properties of image and inverse image we have, that $r^{-1}(r(X)) = r_A(r_B^*(r_B(r_A^*(X)))) \supseteq r_A(r_A^*(X))$, where $X \subseteq A$ is a subobject of A. A reasoning similar to that from the last part of the proof of Theorem 6 for the diagram



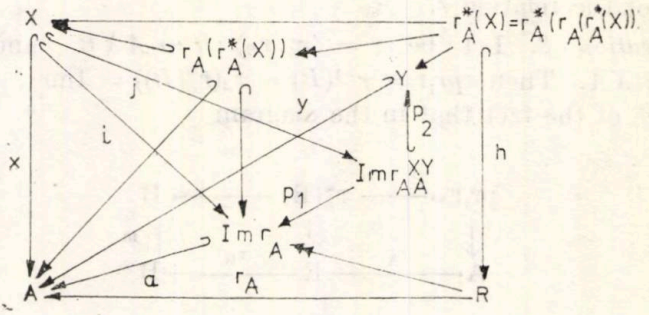
with the square and the triangle commutative gives the equality $r^{-1}(r(X)) = r_A(r_A^*(X))$.

Theorem 12. For a relation $r \in \mathrm{Rel}(A, B)$ and a subobject $X \subseteq A$, $X \subseteq pr_1 r$ if and only if $X \subseteq r^{-1}(r(X))$.

Proof. Let be $r = \langle r_A, r_B \rangle : R \hookrightarrow AXB$ and $X \subseteq A$. Assume the inclusion $X \subseteq r^{-1}(r(X))$.Then according to Observation 9 and Observation 10 we have that $X = r^{-1}(r(X)) \subseteq pr_1 r$.

Conversely, if $X \subseteq pr_1 r$ then according to Observation 8 it follows that there exists a monomorphism $i : X \hookrightarrow \mathrm{Im} r_A$. By the properties of

image and inverse image we obtain the diagram



with the great square and the square which contains the angle $r_A(r_A^*(X)) \hookrightarrow A \overset{r_A}{\leftarrow} R$ cartesian and the upper triangle, the lower triangle and the left hand triangles (given by the inclusions $r_A(r_A^*(X)) \subseteq X \subseteq \mathrm{Im}r_A \subseteq A$) commutative. Let $y : Y \hookrightarrow A$ be a subobject such that the morphism $r_A h$ factors through y. Then (according to Observation 1) in $\mathscr{C}/A$ there exists the finite product $((\mathrm{Im}r_A, a)\ X(Y, y), p_i)$, $i \in \{1, 2\}$ of the objects $(\mathrm{Im}r_A, a)$, (Y, y), where $p_1 : (\mathrm{Im}r_A, a)\ X\ (Y, y) \to (\mathrm{Im}r_A, a)$, $p_2 : (\mathrm{Im}r_A, a)\ X(Y, y) \to (Y, y)$ are the structural projections. But $(\mathrm{Im}r_A, a)\ X(Y, y) = \mathrm{Im}r_{AA}XY$, i.e. $(\mathrm{Im}r_{AA}XY, p_i)$, $i \in \{1, 2\}$ is the fibered product of the angle $\mathrm{Im}r_A \overset{a}{\hookrightarrow} A \overset{y}{\leftarrow} Y$, where $p_1 : \mathrm{Im}r_{AA}XY \to \mathrm{Im}r_A$, $p_2 : \mathrm{Im}r_{AA}XY \hookrightarrow Y$ are the structural projections and p_2 is monomorphism (since a is monomorphism). According to Observation 1 there exists the unique monomorphism $j : (X, x) \to (\mathrm{Im}r_A, a)\ X(Y, y)$ such that $i = p_1 j$ and $j : X \hookrightarrow \mathrm{Im}r_{AA}XY$ is also monomorphism. Finally we obtain that $p_2 j : X \to Y$ is monomorphism, i.e. $X \subseteq Y$. Consequently $X = r_A(r_A^*(X)) = r^{-1}(r(X))$ (according to Observation 11).

Definition 13 (of the second projection). The second projection of the relation $r \in \mathrm{Rel}(A, B)$, denoted $pr_2 r$ is the A-section for r.

Note that the second projection of a relation $r \in \mathrm{Rel}(A, B)$ has properties similar to the properties of the first projection, obtained in an analogous manner and contained in the following.

Observation 14. For a relation $r \in \mathrm{Rel}\ (A, B)$, $r = \langle r_A, r_B \rangle : R \hookrightarrow AXB$ there exists the equality $pr_2 r = \mathrm{Im}r_B$.

Observation 15. For a subobject $Y \subseteq B$ there exists the equality $r(r^{-1}(Y)) = (ror^{-1})(Y)$. The components of the product $ror^{-1} \in \mathrm{Rel}(B, B)$ are equal and $r(r^{-1}(Y)) \subseteq Y$.

Observation 16. For a subobject $Y \subseteq B$ there exists the inclusion $r(r^{-1}(Y) \subseteq pr_2 r$.

Observation 17. For a subobject $Y \subseteq B$ there exists the equality $r(r^{-1}(Y)) = r_B(r_B^*(Y))$.

Theorem 18. For a subobject $Y \subseteq B$, $Y \subseteq pr_2 r$ if and only if $Y \subseteq r(r^{-1}(Y))$.

Observation 19. In [9] the first projection and the second projection of a binary non-homogeneous relation are called the domain, respectively the codomain of the relation.

Observation 20. In $\mathscr{C}/L$ (the category of objects over L) an object (X, x) can be named L-fuzzy object. A L-fuzzy relation on (A, a), (B, b) is (in fact) a subobject of the fibered product AXB. The definitions for the relations and the operations (usually in Set) on the set of binary non-homogeneous relations, respectively for the section of a relation relative to a subobject and for the projections can be extented to L-fuzzy relations. Particularly, we can consider the category $\mathscr{C}$ endowed with a subobject classifier Ω($\mathscr{C}$ is a semantical category or a topoi [9,10] and the Ω-fuzzy relations. Then Ω is an object Heyting algebra[5]; more particularly, for a boolean topoi Ω is an object Boole algebra[5] and we speak of the fuzzy objects and the fuzzy relations. Note that we can express the above notions (usual relations and operations, the section, the projections) by formulas in a formal language of first order associated to a topoi together with the canonical interpretation.

REFERENCES

1. *J. A. Goguen*, Concept Representation in Natural and Artificial Languages, Axioms, Extensions and Applications for Fuzzy Sets, Int. J. Man-Machines Studies, 6, 513 (1974).
2. N. *Popescu, L. Popescu*, Theory of categories, Editura Academiei Bucureşti, Romania Sijthoff & Noordhoff International Publishers, 1979.
3. *N. Popescu, A. Radu*, Teoria categoriilor şi a fasciculelor. Editura ştiinţifică, Bucureşti, 1971.
4. *I. Purdea, Gh. Pic*, Tratat de algebră modernă. vol. I, Editura Academiei Republicii Socialiste Romania, Bucureşti, 1977.
5. *Gh. A. Radu*, Teoria toposurilor, vol. I, II. Editura Academiei Republicii Socialiste Romania, Bucureşti, 1982.
6. *M. Rebenciuc*, Relaţii şi operaţii neomogene într-o categorie. Buletinul Institutului Politehnic Bucureşti, tomul XVLI—XLVII, seria Chimie, anul 1984—1985.
7. *M. Rebenciuc*, On binary non-homogeneous relations in a category (1), (2), Revue Roumaine de Mathématiques Pures et Appliquées (to appear.)
8. *M. Rebenciuc*, The section of a binary non-homogeneous relation in a category relative to a subobject (1). Buletinul Inst. Politehnic Bucureşti, Seria Electrotehnică, tomul XLIX, anul 1987
9. *H. Volger*, Logical categories, semantical categories and topoi, Springer Lecture Notes, 445 (1975), p. 87—100.
10. *G. C. Wraith*, Lectures on elementary Topoi, Springer Lecture Notes, 445 (1975).

Secțiunea unei relații binare neomogene într-o categorie relativ la un subobiect

În această parte a lucrării se continuă prezentarea unor proprietăți (cunoscute în Ens — categoria mulțimilor) ale secțiunii unei relații binare neomogene(relativ la un subobiect) într-o categorie local și colocal mică cu produse și sume directe și descompunere triunghiulară care a fost definită în prima parte a lucrării [8].

Mai exact se arată că se păstrează proprietățile de legătură între luarea secțiunii și incluziune, intersecție(finită), reuniune(finită) și compunere de relații.

În final se definesc proiecțiile unei relații binare neomogene și se demonstrează și unele proprietăți ale acestora.

C.Z.: 519.76

ADJOINT OPERATOR NODES, CONTROLLABILITY AND OBSERVABILITY ON COMPLEX HILBERT SPACES

ELENA DECIU *

In the frame of the actual researches [1], [2], concerning the operator nodes, theory, we used the notion of adjoint operator node on complex Hilbert spaces [4], to give some results on the adjoint nodes and the minimal realizations of the analytic operator functions. Like as in the linear systems'theory, we considered the observability and controllability operators for an operator node and proved some results on the controllable and observable nodes.

1. In this paper we shall deal with complex Hilbert spaces and with linear continuous operators acting on these spaces, called, in short, „operators". We mean [1] by an operator node, in short, „node", a system $\theta = (A, B, C, D; X, U, Y)$ of three complex Hilbert spaces X, U, Y and four operators $A : X \to X$, $B : U \to X$, $C : X \to Y$ and $D : U \to Y$. The spaces U, X and Y are called the input space, state space and output space. The operator A is called the state space operator or main operator of the node θ. We have [4] the following:

Definition 1. 1. Let $\theta = (A, B, C, D; X, U, Y)$ *be a node. The adjoint, node of* θ *is* $\theta^* = (A^*, C^*, B^*, D^*; X, Y, U)$. (Here, the operators A^*, B^*, C^*, D^* denote the adjoint operators of A, B, C, D, respectively). If a node θ has the same input and output space, i. e., $U = Y$, we shall write: $\theta = (A, B, C, D; X, Y)$. In this case, let us put:

$$(1.1) \qquad \text{(i)}\ \operatorname{Ker}(C|A) = \bigcap_{j=0}^{\infty} \operatorname{Ker} CA^j; \qquad \text{(ii)}\ \operatorname{Im}(A|B) = \bigvee_{j=0}^{\infty} \operatorname{Im} A^jB$$

(where $\operatorname{Ker} CA^j$ denotes the kernel of the operator CA^j and $\operatorname{Im} A^jB$ denotes the image of the operator A^jB, and the symbol „$\bigvee$" denotes the linear space generated by the sets which succeed it). A node θ is called [1]: 1°. observable, 2°. controllable, respectively, if:

$$(1.2) \qquad \text{(i)}\ \operatorname{Ker}(C|A) = (0); \qquad \text{(ii)}\ \overline{\operatorname{Im}(A|B)} = X$$

(i.e., $\operatorname{Im}(A|B)$ is dense in X), and 3°. minimal, if it is both observable and cntrollable. One may easily prove the following:

---

* Lecturer, Chair of Mathematics

Proposition 1.2 Let $\theta = (A, B, C, D; X, Y)$ *be a node. Then, we have the relations*:

(1.3) (i) $\mathrm{Ker}(C|A) = \overline{\mathrm{Im}(A^*|C^*)}^{\perp}$; (ii) $\overline{\mathrm{Im}(A|B)} = \mathrm{Ker}(B^*|A^*)^{\perp}$

(The symbol "$\perp$" denotes the orthogonal complement). We have immediately the following:

Corollary 1.3. Let $\theta = (A, B, C, D; X, Y)$ *be a node. Then, we have the equivalences*:

(i) $\mathrm{Ker}(C|A)=(0)$ *if and only if* $\overline{\mathrm{Im}(A^*|C^*)} = X$,

(ii) $\overline{\mathrm{Im}(A|B)}=X$ *if and only if* $\mathrm{Ker}(B^*|A^*) = (0)$

We have, now, the following:

Theorem 1.4. Let $\theta = (A, B, C, D; X, Y)$ *be a node; let* $\theta^* = (A^*, C^*, B^*, D^*, X, Y)$ *be its adjoint node. Then,*

(i) θ *is observable, if and only if,* θ^* *is controllable*;

(ii) θ *is controllable, if and only if,* θ^* *is observable*;

(iii) θ *is minimal, if and only if,* θ^* *is minimal.*

Proof. (i) The fact that the node θ is observable means, by definition, that: $\mathrm{Ker}\,(C|A) = (0)$. By the Corollary 1.3 (i), this relation is equivalent to the relation: $\overline{\mathrm{Im}(A^*|C^*)} = X$. But, this last relation says us that the adjoint node θ^* is controllable.

(ii) The fact that the node θ is controllable means, by definition, that: $\overline{\mathrm{Im}(A|B)} = X$. By the Corollary (1.3) (ii), this relation is equivalent to the relation: $\mathrm{Ker}(B^*|A^*) = (0)$. But, this last relation says us that the adjoint node θ^* is observable. (iii) The fact that the node θ is minimal means, by definition, that it is observable and controllable. By the results (i) and (ii) of our Theorem, it follows that the adjoint node θ^* is controllable, and observable, i. e., minimal Q. E. D.

Let us suppose that $\theta = (A, B, C, D; X, Y)$ is a node with an invertible main operator A. Let us put:

(1.4) (i) $\mathrm{Ker}_{-\infty}(C|A) = \bigcap_{j=-\infty}^{\infty} \mathrm{Ker}\, CA^j$; (ii) $\mathrm{Im}_{-\infty}(A|B) = \bigvee_{j=-\infty}^{\infty} \mathrm{Im}\, A^jB$

In this case, the node θ is called [1] biminimal, if:

(1.5) (i) $\mathrm{Ker}_{-\infty}(C|A)=(0)$ and (ii) $\overline{\mathrm{Im}_{-\infty}(A|B)} = X$

Like as the Proposition 1.2 with the Corollary 1.3 we have the following:

Proposition 1.5. Let $\theta = (A, B, C, D; X, Y)$ *be a node with an invertible main operator* A. *Then, we have the relations*:

(1.6) (i) $\mathrm{Ker}_{-\infty}(C|A)=\overline{\mathrm{Im}_{-\infty}(A^*|C^*)}^{\perp}$; (ii) $\overline{\mathrm{Im}_{-\infty}(A|B)}=\mathrm{Ker}_{-\infty}(B^*|A^*)^{\perp}$.

Corollary 1.6. Let $\theta = (A, B, C, D; X, Y)$ *be a node with an invertible main operator* A. *Then we have the equivalences*:

(i) $\mathrm{Ker}_{-\infty}(C|A)=0)$ *if and only if* $\overline{\mathrm{Im}_{-\infty}(A^*|C^*)} = X$,

(ii) $\overline{\mathrm{Im}_{-\infty}(A|B)}=X$ *if and only if* $\mathrm{Ker}_{-\infty}(B^*|A^*) =(0)$

We have the following:

Theorem 1.7. Let $\theta=(A, B, C, D;X,Y)$ *be a node with an invertible main operator* A. *Then,* θ *is biminimal, if and only if, its adjoint node* θ^* *is biminimal.*

Proof. If θ is biminimal, we have the relations (1.5). By the Corollary 1,6. these relations are equivalent, respectively, to :

$$\overline{\mathrm{Im}_{-\infty}(A^*|C^*)}=X \text{ and } \mathrm{Ker}_{-\infty}(B^*|A^*) = (0). \tag{1.7}$$

Therefore, θ is biminimal. And conversely. Q.E.D.
For the node $\theta = (A, B, C, D; X, U, Y)$, the transfer function W_θ is defined [1] by the expression :

$$W_\theta(\lambda) = D + C(\lambda I - A)^{-1}B, \qquad \lambda \in \rho(A), \tag{1.8}$$

where $\rho(A)$ is the resolvent set of A. We note that : $D = \lim_{\lambda\to\infty} W_\theta(\infty)$. The operator D is called the external operator of θ. We write, in short, $D = W_\theta(\infty)$. The transfer function W_θ is an analytic operator function, defined on an open neighbourhood of ∞ on the Riemann sphere $\mathbb{C}_\infty = \mathbb{C} \cup \{\infty\}$. The used terminology is taken from system theory [2,] [5], where the transfer function describes the input/output behaviour of a linear dynamical system :

$$\dot{x}(t) = Ax(t) + Bu(t), \quad y(t) = Cx(t) + Du(t) \tag{1.9}$$

We have immediately the following:

Proposition 1.8. The transfer function of the adjoint node $\theta^* = (A^*, C^*, B^*, D^*; X, Y, U)$ *is given by the expression*:

$$W_{\theta^*}(\lambda) = D^* + B^*(\lambda I - A^*)^{-1}C^*, \quad \lambda \in \rho(A^*), \tag{1.10}$$

where $\rho(A^*)$ *is the resolvent set of* A.

Proposition 1.9. Between the transfer functions of a node θ *and its adjoint node* θ^*, *there exists the relation*:

$$W_{\theta^*}(\lambda) = [W_\theta(\bar{\lambda})]^*, \qquad \lambda \in \rho(A^*) \tag{1.11}$$

If W is an operator function, analytic on an open subset Ω of $\mathbb{C}_\infty$, we say [1] that the node $\theta = (A, B, C, D; X, U, Y)$ is a realization for W on Ω, if : $1°.\Omega \subset \rho(A) \cup \{\infty\}$; $2°$. $W(\lambda) = W_\theta(\lambda)$, for each $\lambda \in \Omega$, where W_θ is the transfer function of the node θ.

By a minimal realization of an operator function W, we mean a minimal node that is a realization for W. In the same way, one can define the notions of an observable and a controllable realization.

We have the following

Theorem 1.10. Let W be an operator function, analytic on an open subset Ω of $\mathbb{C}_\infty = \mathbb{C} \cup \{\infty\}$. Then,

(i) *the node $\theta = (A, B, C, D; X, Y)$ is an observable realization of $W(\lambda)$, if and only if, the adjoint node $\theta^* = (A^*, C^*, B^*, D^*; X, Y)$ is a controllable realization of $[W(\bar{\lambda})]^*$;*

(ii) *the node θ is a controllable realization of $W(\lambda)$, if and only if, the adjoint node θ^* is an observable realization of $[W(\bar{\lambda})]^*$;*

(iii) *the node θ is a minimal realization of $W(\lambda)$, if and only if, the adjoint node θ^* is a minimal realization of $[W(\bar{\lambda})]^*$.*

Proof. (i) Let θ be an observable node that is a realization for $W(\lambda)$. This means :

$$W(\lambda) = W_\theta(\lambda), \quad \lambda \in \Omega \subset \rho(A) \cup \{\infty\}. \tag{1.12}$$

By the relations (1.11) — (1.12), we have :

$$W_{\theta^*}(\lambda) = [W(\bar{\lambda})]^*, \quad \lambda \in \rho(A^*). \tag{1.13}$$

This means that θ^* is a realization of $[W(\bar{\lambda})]^*$. By the Theorem 1.4 (i), we know that θ^* is a controllable node. Therefore, θ^* is a controllable realization of $[W(\bar{\lambda})]^*$. And conversely.
(ii) We use, for this time, the assertion (ii) of the Theorem 1.4 instead of the assertion (i) of the same theorem. (iii) In the same way, we use the assertion (iii) of the Theorem 1.4. Q.E.D.

2. Le $\theta = (A, B, C, D; X. U, Y)$ be a node. Let $l^2(0, \infty; U)$ be the Hilbert space of the sequences :

$$u = (u_k)_{k=0}^{\infty}, \; u_k \in U, \text{ such that : } \sum_{k=0}^{\infty} \| u_k \|_U^2 < \infty. \tag{2.1}$$

Let $l^2(0, \infty; Y)$ be defined in a similar way.

Like as in the linear systems' theory [5], we have the following :

Definition 2.1 (i) *The controllability operator of the node $\theta = (A, B, C, D; U, Y)$, denoted by $\mathscr{C} : \mathscr{D}_c \to X$, with the domain $\mathscr{D}_c$ dense in the space $l^2(0, \infty; U)$, is defined by the relation:*

$$\mathscr{C}(u_0, u_1, \ldots) = \sum_{k=0}^{\infty} A^k B u_k ; \tag{2.2}$$

(ii) *The observability operator of the node θ, denoted by $\mathscr{O} : \mathscr{D}_o \to X$, with the domain $\mathscr{D}_o$ dense in the space $l^2(0, \infty; Y)$, is defined by the relation :*

$$\mathscr{O}(y_0, y_1 \ldots) = \sum_{k=0}^{\infty} A^{*k} C^* y_k \tag{2.3}$$

Let $\mathscr{C}_* : \mathscr{D}_{c*} \to \mathbf{X}$ and $\mathscr{O}_* : \mathscr{D}_{o*} \to \mathbf{X}$ be the controllability and observability operators of the adjoint node $\theta^* = (A^*, C^*, B^*, D^*; X, Y, U)$, with the domains $\mathscr{D}_{c*}$ and $\mathscr{D}_{o*}$ such that;

(2.4) (i) $\overline{\mathscr{D}}_{c*} = l^2(0, \infty; Y)$; (ii) $\overline{\mathscr{D}}_{o*} = l^2(0, \infty; U)$

We have immediately the following:

Theorem 2.2. Let θ be a node, with its adjoint node θ^*. Then, (i) *the controllability operator $\mathscr{C}_*$ of θ^* coincides with the observability operator $\mathscr{O}$ of θ:*

(2.5) $\mathscr{C}_* = \mathscr{O}$, *on the set* $\mathscr{D}_{c*} \cap \mathscr{D}_o$;

(ii) *the observability operator $\mathscr{O}_*$ of θ^* coincides with the controllability operator $\mathscr{C}$ of θ:*

(2.6) $\mathscr{O}_* = \mathscr{C}$, *on the set* $\mathscr{D}_{o*} \cap \mathscr{D}_c$.

We have the following

Definition 2.3. (*see* [5] *for linear systems*). *The node θ, with the controllability operator $\mathscr{C}$ and the observability operator $\mathscr{O}$ is called:*

1°. *approximately controllable, or, in short, controllable, if:* $\overline{\mathrm{Im}\mathscr{C}} = X$;

2°. *exactly controllable,* if : $\mathrm{Im}\ \mathscr{C} = X$;

3°. *continuously controllable, if $\mathscr{C}$ is continuous*;

1'°. *approximately observable, or, in short, observable, if:* $\overline{\mathrm{Im}\mathscr{O}} = X$;

2'°. *exactly observable, if:* $\mathrm{Im}\mathscr{O} = X$;

3'°. *continuously observable, if $\mathscr{O}$ is continuous.*

As a consequence of the Theorem 2.2, we have the

Proposition 2.4. Let θ be a node, with its adjoint node θ^*. Then,

(i) *θ is continuously controllable on the set $\mathscr{D}_c \cap \mathscr{D}_{o*}$, if and only if, θ^* is continuously observable on this set;*

(ii) *θ is continuously observable on the set $\mathscr{D}_o \cap \mathscr{D}_{c*}$, if and only if, θ^* is continuously controllable on this set.*

We have immediately the following:

Proposition 2.5. (i) *For a node θ, with the controllability and observability operators $\mathscr{C}$ and $\mathscr{O}$, we have the relations:*

(2.7) (i) $\mathrm{Im}\ \mathscr{C} = \mathrm{Im}(A\,|\,B)$, (ii) $\mathrm{Im}\mathscr{O} = \mathrm{Im}(A^*\,|\,C^*)$;

(ii) *For a continuously controllable and continuously observable node θ, we have, also, the relations:*

(2.8) (i) $\mathrm{Ker}\mathscr{C}^* = \mathrm{Ker}(B^*\,|\,A^*)$; (ii) $\mathrm{Ker}\mathscr{O}^* = \mathrm{Ker}(C\,|\,A)$

Proposition 2.6 (i) *Let* θ *be a continuously controllable node. Then,* θ *is approximately controllable, if and only if, the operator* $\mathscr{C}^*$ *is injective, i. e.,*

$$\text{Ker}\mathscr{C}^* = (0); \tag{2.9}$$

(ii) *Let* θ *be a continuously observable node. Then,* θ *is approximately observable, if and only if, the operator* $\mathscr{O}^*$ *is injective, i. e.,*

$$\text{Ker}\mathscr{O}^* = (0) \tag{2.10}$$

Proof. We have always the relations :

$$\text{(i) } \overline{\text{Im}\mathscr{C}} = (\text{Ker}\mathscr{C}^*)^{\perp}; \quad \text{(ii) } \overline{\text{Im}\mathscr{O}} = (\text{Ker}\mathscr{O}^*)^{\perp} \tag{2.11}$$

Thus, we have immediately our assertions. Q. E. D.

Proposition 2.7. Let θ *be a node, with its adjoint node* θ^*. *Let us assume that* θ *is continuously controllable on the set* $\mathscr{D}_c \cap \mathscr{D}_{o*}$ *and is continuously observable on the set* $\mathscr{D}_o \cap \mathscr{D}_{c*}$. *Then,*

(i) *on the set* $\mathscr{D}_o \cap \mathscr{D}_{c*}$, θ^* *is approximately controllable, if and only if,* θ *is approximately observable*; *equivalently, the operator* $\mathscr{O}^*$ *is injective*;

(ii) *on the set* $\mathscr{D}_c \cup \mathscr{D}_{o*}$, θ^* *is approximately observable, if and only if,* θ *is approximately controllable*; *equivalently, the operator* $\mathscr{C}^*$ *is injective.*

Proof. First, let us remark that, by the Proposition 2.4, θ^* is continuously observable on the set $\mathscr{D}_c \cap \mathscr{D}_{o*}$ and continuously controllable on the set. $\mathscr{D}_o \cap \mathscr{D}_{c*}$

(i) On the set $\mathscr{D}_o \cap \mathscr{D}_{c*}$, we have the relation (2.5) of the Theorem 2.2. (i). Thus, $(\mathscr{C}_*)^* = \mathscr{O}^*$. Therefore,

$$\text{Ker}(\mathscr{C}_*)^* = (0) \quad \text{if and only if} \quad \text{Ker}\mathscr{O}^* = (0). \tag{2.12}$$

Now, the Proposition 2.6 (i) and (ii) implys that θ^* is approximately controllable, if and only if, θ is approximately observable.

(ii) On the set $\mathscr{D}_c \cap \mathscr{D}_{o*}$, we have the relation (2.6) of the Theorem 2.2 (ii). Thus, $(\mathscr{O}_*)^* = \mathscr{C}^*$

Therefore,

$$\text{Ker}(\mathscr{O}_*)^* = (0) \quad \text{if and only if} \quad \text{Ker}\mathscr{C}^* = (0) \tag{2.13}$$

Now, the Proposition 2.6 (ii) and (i) implys that θ^* is approximately observable, if and only if, θ is approximately controllable. Q. E. D.

Proposition 2.8. Let θ *be a node continuously controllable and continuously observable. Then,* θ *is minimal, if and only if, the operators* $\mathscr{C}^*$ *and* $\mathscr{O}^*$ *are injective.*

Proof. Let us remember that θ is called minimal if there exists the relations (1.2). By the Proposition 2.5, we have the relations (2.7)(i) and (2.8) (ii), which, now, imply

$$\text{(i) } \overline{\text{Im}\mathscr{C}} = \overline{\text{Im}(A\,|\,B)} = X; \quad \text{(ii) } \text{Ker}\mathscr{O}^* = \text{Ker}(C\,|\,A) = (0) \tag{2.14}$$

The relation (2.14) (i) means that θ is approximately controllable and the Proposition 2.6 (i) produces the relation (2.9). Thus, $\mathscr{C}^*$ is injec-

tive. By the relation (2.14) (ii), $\mathcal{O}^*$ is, too, injective. And, conversely. Q. E. D.

Propositon 2.9. Let θ *be a node continuously controllable and continuously observable. Let* θ^* *be its adjoint node. Then,* θ^* *is minimal, if and only if,* θ *is minimal.*

Proof. By the Theorem 2.2., we have the relations (2.5) and (2.6). Thus,

(2.15) (i) $(\mathcal{C}_*)^* = \mathcal{O}^*$ on $\mathcal{D}_{c*} \cap \mathcal{D}_o$; (ii) $(\mathcal{O}_*)^* = \mathcal{C}^*$ on $\mathcal{D}_{o*} \cap \mathcal{D}_c$.

Let us apply, now, the Proposition 2.8. Q. E. D.

3. Let us remark that there exists a connection between the operator nodes'theory and the linear systems' theory, with applications to the electrical networks'study [4], [5].

REFERENCES

1. *H. Bart, I. Gohberg, M. A. Kaashoek,* Minimal factorization of matrix and operator functions. Operator Theory: Advances and Applications, vol. 1, Birkhäuser Verlag, Basel, 1979.
2. *H. Bart, I. Gohberg. M. A. Kaashoek, P. Van Dooren,* Factorizations of transfer functions, Sima J. Control and Optimization, vol. 18, nr. 6, 1980, 675–696.
3. *M. S. Brodskii,* Triangular and Jordan representations of linear operators, Transl. Math. Monographs, vol. 32, Providence, R. I. Amer. Math. Soc., 1970.
4. *E. Deciu,* Buletin I. P. B., Seria Automatică, TOM XLV, 1983, 12–18.
5. *J. W. Helton,* Indiana J. Math., vol. 22, 1972, 403–414.

Noduri operatoriale adjuncte, controlabilitate şi observabilitate pe spaţii Hilbert complexe

În contextul cercetărilor recente [1], [2], privind teoria nodurilor operatoriale, am utilizat noţiunea de nod operatorial adjunct pe spaţii Hilbert complexe [4], pentru a da unele rezultate asupra nodurilor adjuncte şi realizărilor minimale ale funcţiilor operatoriale analitice. Ca în teoria sistemelor liniare, am considerat operatorii de controlabilitate şi observabilitate pentru un nod operatorial şi am demonstrat unele rezultate asupra nodurilor observabile şi controlabile.

C.Z.: 532. 783: 535.3

THE EVALUATION OF MOBILITY AND RELAXATION TIME OF CHARGE CARRIERS IN NEMATIC LIQUID CRYSTALS

R. MITROI, CORNELIA MOȚOC, C. ROȘU *

It is assumed that in nematic liquid crystals the back current obtained when the voltage is switched off is due to the diffusion of charge carriers. By integrating the diffusion equation, corresponding to the charge accumulated in the vicinity of the electrodes, the time dependence of the back current was obtained; this enables the evaluation of the relaxation time τ, diffusion coefficient D and mobility μ of the charge carriers. By using this procedure the parameters τ, D and μ were determined from the experimental data obtained in case of nematic 7A and nematic 7A doped with anthracene (1% by weight).

1. Introduction

It was experimentally proved and theoretically explained that in liquid crystals the ions are responsible for conduction [1 — 4]. One of the mechanisms introduced to account for the existence of ions is the injection of the electrons from the cathode followed by the attachment of these ones to the molecules of the substance itself or to impurities [5]. A space charge is formed within the liquid crystal film and, as a result of this, the current exhibits a characteristic behaviour when followed in time.

It is known that pure or doped nematic liquid crystals subjected to d.c. electric fields exhibit the following behaviour.

First, there is a jump in the current intensity, then the current decreases solwly with time until a stationary value is obtained. When the voltage is switched off, a back current I_b is noticed which decreased in time as follows :

$$I_b = I_0 \exp(-t/\tau) \tag{1}$$

where I_0 is the maximum value of the current obtained after field removal and τ the relaxation time.

In order to explain the time dependence of the back current, Gritzenko et al. [6, 7] have assumed that a new mechanism is of importance; this is the Timan mechanism [8], which has been suggested to be valid in some semiconductors where the current proved to be space charge limited. This mechanism consists in assuming that the electrons injected from the cathode are captured by neutral molecules ; the newly formed negative ions are shifted by the field through the liquid crystal and give rise to a potential barrier in the vicinity of the anode. By introducing this mechanism, the experimental results obtained for some nematic liquid crystals were in good agreement to the theoretical relationships. By considering the time dependence of the back current, other peculiarities of the conduction process were revealed and the mobilities of the charge carriers were determined.

The relaxation process of the charge accumulated in the vicinity of the electrodes is diffusion controlled. As long as the applied voltages

* Assist. Ph. D. Eng.; Prof. Ph. D. fiz.; Assist. Eng., Physics Dept.

are not too high ($U < 25$ V), the remanent polarization induced within the liquid crystal can be neglected.

It is the aim of this paper to examine the diffusion process of the charge carriers ; this analysis allowed for some information with referrence to the time dependence of the back current and, as it will be shown, the diffusion coefficient and mobilities of charge carriers were obtained.

2. The Evaluation of Charge Carriers Mobilities

We suppose that the nematic liquid crystal is introduced in a typical cell provided with two parallel and conductive electrodes, the distance between them being denoted by d. We assume, in full agreement with others, that ions are responsible for conduction ; after being generated in the vicinity of the electrodes, the ions migrate into the liquid crystal matrix and finally they accumulate giving rise to a space charge. We consider that the space charge distribution can be approximated by the function :

$$\rho(x, 0) = \begin{cases} \rho_0 & x \in (0, d/2) \\ -\rho_0 & x \in (d/2, d) \end{cases} \tag{2}$$

where $\rho(x, 0)$ is the space charge obtained when the external voltage was removed. As follows from (2) we consider that the ions are shifted in the x direction, which is normal to the electrodes ; this means that the geometry of the experimental device is considered to be one-dimensional. This assumption will not diminish the generality of our considerations.

The relaxation of the space charge occurring after field removal is due to the ions migration and may be described by using the one dimensional diffusion equation :

$$\frac{\partial \rho}{\partial t} = D \frac{\partial^2 \rho}{\partial x^2} \tag{3}$$

The general solution of equation (3) is :

$$\rho(x, t) = \sum_{k=0}^{\infty} (A_k \sin \lambda_k x + B_k \cos \lambda_k x) \exp(-\lambda_k^2 D t)$$

$$= \frac{A_0}{2} + \sum_{k=1}^{\infty} (A_k \sin \lambda_k x + B_k \cos \lambda_k x) \exp(-\lambda_k^2 D t) \tag{4}$$

where the coefficients A_k, B_k and λ_k can be determined by using the intial conditions (2). We obtain for $t = 0$:

$$\rho(x, 0) = \frac{A_0}{2} + \sum_{k=1}^{\infty} (A_k \sin \lambda_k x + B_k \cos \lambda_k x) \tag{5}$$

By expanding (2) in Fourier series we get :

$$\rho(x, 0) = \sum_{k=1}^{\infty} \frac{4\rho_0}{(2k-1)\pi} \sin\left[(2k-1)\frac{2\pi}{d} x\right] \tag{6}$$

and identifying the coefficients of the terms from the relations (5) and (6) we obtain :

$$A_0 = 0\,; \quad B_k = 0$$

$$A_k = \frac{4\rho_0}{(2k-1)\,\pi}\,; \quad \lambda_k = (2k-1)\,\frac{2\pi}{d} \tag{7}$$

This shows that the solution of the diffusion equation (3) obtained for the initial conditions (2) is :

$$\rho(x,t) = \sum_{k=1}^{\infty} \frac{4\rho_0}{(2k-1)\,\pi} \sin\left[(2k-1)\,\frac{2\pi x}{d}\right] \exp\left[-\frac{4(2k-1)^2}{d^2}\pi^2 Dt\right] \tag{8}$$

From (8) we can obtain the intensity of the back current ; this is given by

$$I(t) = J\,|_{x=0} \cdot S = -D\,\frac{\partial \rho}{\partial x}\bigg|_{x=0} \cdot S \tag{9}$$

where S is the surface of the liquid crystal cell and J the density of the electric current.

From (8) and (9) it follows :

$$I(t) = -\frac{8\rho_0 DS}{d} \sum_{k=1}^{\infty} \exp\left[-\frac{4(2k-1)^2\,\pi^2\,Dt}{d^2}\right] \tag{10}$$

which means that the time dependence of the back current may be approximated by :

$$I(t) = A \sum_{k=1}^{\infty} \exp\left[-\frac{(2k-1)^2\,t}{B}\right] \tag{11}$$

where :

$$A = \frac{8\rho_0 DS}{d}\,; \quad B = \frac{d^2}{4\pi^2 D} \tag{12}$$

We note that the theoretical relationship (11) obtained for the back current versus time is in good agreement with the experimental one (1).

As it was shown [9], the constants A and B can be determined from (11) by applying a statistical analysis. As follows from (12), if A and B are known, other parameters interesting for the conduction process may be evaluated ; they are : $Q_0 = \rho_0 S$, i.e the charge accumulated within the liquid crystal, the diffusion coefficient D and the mobility of the charge carriers μ. By assuming that, the Einstein relationship is valid in this case it follows :

$$\mu = \frac{qD}{kT} \tag{13}$$

where q is the ion charge and T the temperature.

3. Experimental Method

The experimental equipment designed for studying the conduction processes in nematic liquid crystal is shown in Fig. 1.

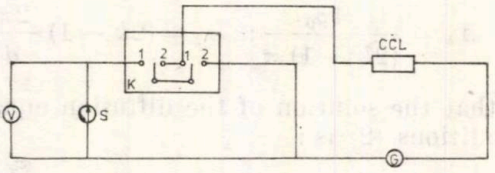


Fig. 1

Here (S) is a stabilized d.c. current source, (V) a digital voltmeter, (G) an $I - t$ register (graphispot, Seftram-type), (K) a switcher with two positions and (CCL) the liquid crystal cell.

The procedure consist in registering first the direct current versus time, obtained when a d. c. voltage of 0.5—25 V is applied on the liquid crystal cell. This current reached rather quickly its maximum value when the voltage is switched on and then it decreased slowly with time. When the stationary value I was obtained for the direct current*, the voltage is switched off. Then the back current was registered as a function of time.

4. Experimental Results

The time evolution of the back current under different experimental conditions was investigated for the nematic 7A and nematic 7A doped with anthracene (1 % by weight). The liquid crystals were encapsulated in cells with transparent and conductive electrodes, the thicknesses of the cells being $d = 30$ μm.

All the experimental data obtained for the back current proved to be consistent with the time dependence given by (1). This made possible the evaluation of the relaxation time τ of the electric charge existing within the sample, by using a statistical analysis [9]. The results are given in Table 1.

Table 1

The Relaxation Time of Charge Carriers in Nematic 7A and Nematic 7A Doped with Anthracene (1% by weight) as a Function of the Applied Voltage

U[V] / LC	0.5	1	3	5	7.5	8	10	12.5	15	20
7A	24.50	26.44	47.91	39.04	37.35	52.50	34.70	36.30	62.42	73.17
doped 7A	17.27	30.47	48.19	62.33	39.19	45.08	53.55	59.61	64.31	62.03

It may be seen that τ is a function on the applied voltage; values comprised between 10 s and 100 s were obtained. These rather high values for the relaxation time indicate the importance of some diffusion processes

*) The time needed for obtaining this stationary value is dependent on the magnitude of the applied voltage; it varied between 30 s and 60 min, the maximum values corresponding to the higher applied voltages.

such as diffusion on impurities or defects, the relaxation time values being higher for the doped sample when compared to the undoped one.

In case of nematic 7A, τ exhibits two maxima, the first corresponding to the voltage needed for the appearance of the Williams domains and the second to the critical value for the dynamic scattering. In case of nematic 7A doped with anthracene, these maxima are shifted to higher values and they correspond to the critical voltage for the doped sample.

The statistical analysis of the back current as a function of time shows that the experimental data can be fitted by (11) if $t \in [10, 60]$s. In order to evaluate with a high accuracy the parameters A and B, the programme

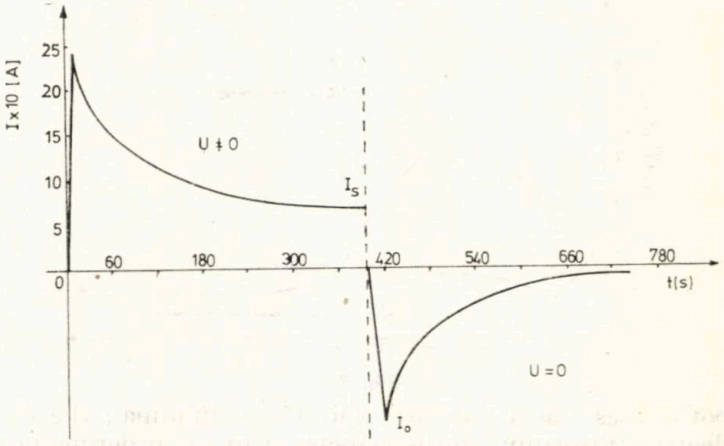


Fig. 2

designed for evaluating (11) was ruled in such a way to allow a sufficient number of terms to be taken into account; the contribution of the last term considered in the series given by (11) represented less than 1 % from the contribution of the first term.

By using (12) and (13) the parameters D, Q_0 and μ were calculated when different voltages were applied on the liquid crystal cell. The results are shown in Table 2.

Table 2

The Diffusion Coefficient, Mobility of Charge Carriers and Accumulated Charge in the Liquid Crystal Cells Containing Nematic 7A and Doped 7A

U[V]	nematic 7A			7A doped with 1 % anthracene		
	$D \times 10^{12}$ [m^2s^{-1}]	$\mu \times 10^{11}$ [$m^2V^{-1}s^{-1}$]	$Q_0 \times 10^6$ [C]	$D \times 10^{13}$ [m^2s^{-1}]	$\mu \times 10^{11}$ [$m^2V^{-1}s^{-1}$]	$Q_0 \times 10^6$ [C]
0.5	1.57	6.26	11.65	6.02	2.39	10.83
1	1.48	5.92	25	4.50	1.79	24.05
3	0.59	2.36	75.68	2.43	0.97	90.83
5	0.89	3.55	7.97	3.11	1.27	119.81
7.5	0.86	3.43	55.31	3.11	1.24	138.29
10	1.03	4.08	105.6	3.69	1.47	105.6
12.5	0.88	3.52	101	1.19	0.47	268.9
15	0.33	1.29	172 7	1.27	0.50	265.9
20	0.26	1.05	214.8	1.49	0.59	256.3
25	0.24	0.97	250.9	1.60	0.64	261.8

In case of nematic 7A, the diffusion coefficients were of $0.3 - 1.6 \times \times 10^{-12}$ m^2s^{-1} and the accumulated charge Q_0 of $8.0 - 250 \times 10^{-6}$C, when voltages of 0.5—25 V were used. In case of nematic 7A doped with anthracene the diffusion coefficients proved to be ten times smaller, the accumulated charge Q_0 being of the same order of magnitude.

As for the mobilities of charge carriers, we obtained $1.0—6.0 \times 10^{-11}$ $m^2V^{-1}s^{-1}$ in case of nematic 7A and $0.5—2.5 \times 10^{-11}$ $m^2V^{-1}s^{-1}$ in case of doped nematic 7A.

The dependence of the mobility of the charge carriers on the applied voltages is shown in Fig. 3 in case of nematic 7A and doped 7A.

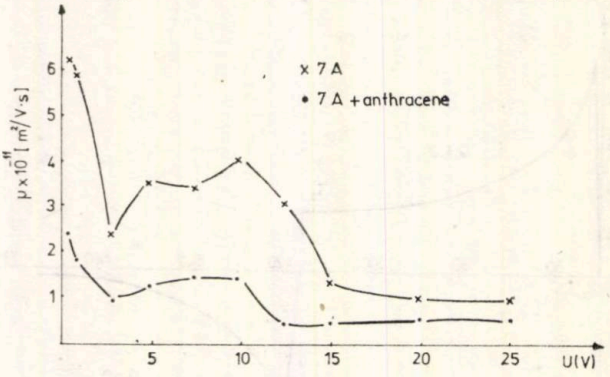


Fig. 3

In both cases the mobilities exhibit two minima: the first is due to the dielectric anisotropy and is associated to an ordering process, the second corresponds to the critical voltage value responsible for the dynamic scattering in the nematic liquid crystal.

In all cases we obtained for mobilities lower values when compared to those obtained in cases when electrons were responsible for conduction. This shows that, in agreements with other scientists, the conduction mechanism in liquid crystals is ionic.

REFERENCES

1. *G. H. Heilmeier, L-Zanoni, L. Barton*, Proc. IEEE *56*, 1162 (1968).
2. *G. H. Heilmeier, L. Zanoni, L. Barton*, Phys. Rev. Lett. *13*, 46 (1968)
3. *K. Yoshino*, J. Phys. Soc. Japan, *32*, 867 (1972)
4. *M. Yamashita, Y. Amemiya*, Japan J. Appl. Phys. *17*, 1513 (1978).
5. *G. J. Sprokel*, Mol. Cryst. Liquid Cryst. *26*, 45 (1974).
6. *N. I. Gritzenko, N. V. Moshel* Ukrainski Fiz. Jurn. *15*. 1830 (1980).
7. *N. I. Gritzenko, N. V. Moshel*, Jurn. Teh. Fiz. *52*, 1141 (1982)
8. *B. L. Timan*, Fizika i Tehnika Poluprovod. *7*, 225 (1973).
9. *R. Mitroi*, „Contributions to the study of the physical properties and industrial applications of some liquid crystals", Thesis, Polytechnical Institute Bucharest, 1986.

Calculul mobilităţii şi a timpului de relaxare al purtătorilor în cristale lichide nematice

Se admite că în cristale lichide nematice curentul invers, care apare la întreruperea tensiunii, se datoreşte difuziei purtătorilor de sarcină. Integrînd ecuaţia de difuzie corespunzătoare sarcinii acumulate în vecinătatea electrozilor se obţine dependenţa de timp a curentului invers; aceasta permite evaluarea timpului de relaxare τ, a coeficientului de difuzie D şi a mobilităţii μ a purtătorilor. Folosind acest procedeu s-au determinat parametrii τ, D şi μ din datele experimentale obţinute în cazul nematicului 7A şi a nematicului 7A dopat cu antracen (1% procente în greutate).

C.Z.: 621.38 : 535.2

DISPOZITIV OPTIC BISTABIL HIBRID IN REGIM REGENERATIV

P. E. STERIAN, A. GH. PODOLEANU, I. M. POPESCU, DOINA MĂNĂILĂ *

În lucrare se studiază teoretic și experimental funcționarea unui dispozitiv bistabil magnetooptic în regim astabil și monostabil.

Reacția negativă pentru obținerea funcționării regenerative a fost realizată prin includerea pe calea de reacție optică a unui modulator cu cristal lichid nematic.

1. Introducere

Într-un articol precedent am prezentat o nouă configurație de dispozitiv magnetooptic bistabil [1] și au fost indicate condițiile de funcționare ca trigger Schmidt și ca bistabil SR.

În acest articol este analizată teoretic și studiată experimental posibilitatea funcționării dispozitivului în regim de astabil și de monostabil.

În general, pentru obținerea funcționării regenerative trebuie adăugată dispozitivului o reacție negativă cu întîrziere [2 — 5].

În dispozitivul bistabil experimentat aceasta a fost realizată prin includerea în calea de reacție optică a unui modulator în intensitate cu cristal lichid (Merch 7A), funcționînd pe baza difuziei dinamice a luminii.

2. Descrierea schemei de principiu

Schema dispozitivului experimental este indicată în fig. 1.

Puterea laserului cu He—Ne este controlată prin intermediul cîmpului axial produs de curentul I în bobina C realizată pe tubul laser.

Lanțul electronic de amplitudine este astfel proiectat încît să asigure o reacție pozitivă în raport cu semnalul de intrare P_e. În consecință dispozitivul are două stări stabile care corespund celor două nivele ale tensiunilor de intrare (ieșire) pentru care amplificatorul intră în funcționare neliniară.

Denumim „stare inferioară" starea fără cîmp magnetic axial aplicat și „stare superioară" starea în care cîmpul magnetic avînd o valoare nenulă, puterea laser este mult crescută.

Calea de reacție negativă este realizată prin comandă corespunzătoare a transmisiei cristalului lichid prin grupul de întîrziere C_D, r_D.

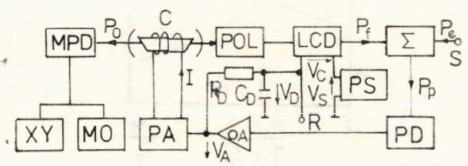


Fig. 1. Schema bloc a instalației experimentale pentru studiul oscilațiilor regenerative și a comportării monostabile. Σ : etaj de sumare; PD : fotodetector; OA : amplificator operațional; PA : amplificator putere; C : bobină în jurul tubului laser; POL : polarizor; LCD : dispozitiv cu cristal lichid; PS : sursă alimentare; MPD : fotodetector de măsură; MO : osciloscop cu memorie; S.R. : intrări de poziționare și respectiv de ștergere; P_i, P_0, P_f, P_p : puterile semnalelor de intrare, ieșire, de reacție și incident pe fotodetector.

* Conf. dr. ing.; Asist. dr. ing.; Prof. dr. ing., Asist., catedra Fizică

3. Studiu teoretic

În analiza teoretică care urmează, dependențele $P_0(V_A)$, $T(V_C)$ $V_A(P_p)$ au fost aproximate prin segmente de dreaptă (fig. 2—4). S-au utilizat notațiile : P_0 — puterea laser, V_A — tensiunea de intrare a amplificatorului de putere, T — transmitanța dispozitivului cu cristal lichid caracterizat de tensiunile V_0 și V_1, V_C-tensiunea aplicată pe dispozitivul cu cristal lichid ($T = 1$ pentru $V_C < V_1$ și $T = T_m$ pentru $V_C > V_0$).

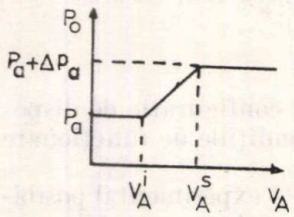


Fig. 2—Dependența puterii laser de tensiunea de ieșire a amplificatorului

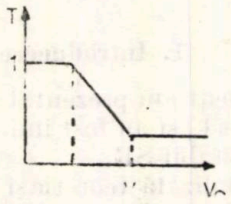


Fig. 3—Dependența transmisiei cristalului lichid de tensiunea aplicată

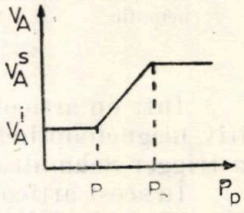


Fig. 4—Tensiunea de ieșire a amplificatorului funcție de puterea semnalului incident pe fotodetector

Se indexează prin i și s mărimile în stările inferioară respectiv superioară ale dispozitivului. Urmărind schema bloc din figura 1 rezultă următoarele relații [6] (fig. 5).

$$P_p = P_f + P_e; \qquad P_f = kTP_0 \tag{1}$$

$$P^+ = P_1 - P_f^i; \qquad P_e^- = P_2 - P_f^s \tag{2}$$

$$V_C = V_S + V_D; \qquad V_S^{\min} \leqslant V_S \leqslant V_S^{\max} \tag{3}$$

$$V_S^{\min} = \begin{cases} V_0 - V_A^s, & V_0 - V_1 \leqslant \Delta V_A \leqslant V_0 + V_1 \\ V_1 - V_A^i, & V_0 + V_1 \leqslant \Delta V_A \end{cases} \tag{4}$$

$$V_S^{\max} = V_1 - V^i, \qquad \Delta V_A \geqslant V_0 - V_1 \tag{5}$$

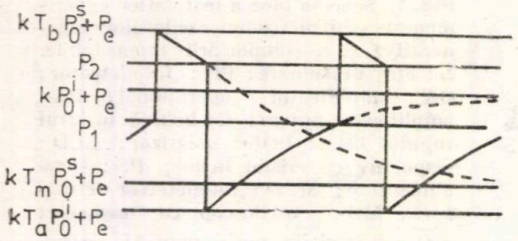


Fig. 5—Variația teoretică a puterii semnalului optic incident pe suprafața fotodetectorului în cursul funcționării oscilante

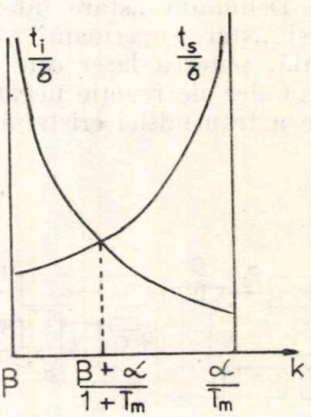


Fig. 6 — Dependența teoretică a constantelor de timp t_i și t_s de coeficientul k

În relațiile de mai sus P_f reprezintă semnalul de reacție iar P_e semnalul de intrare coerent sau incoerent.

Se impun pentru simplitatea tratării condiţiile :

$$\Delta V_A = V_0 - V_1, \qquad V_S = V_0 - V_A^s = V_1 - V_A^i \tag{6}$$

Astfel, rezultă :

$$V_D^s = V^s - V_A(1 - e^{-t/\tau}), \tag{7}$$

$$V_D^i = V_A^i + V_A(1 - e^{-t/\tau}) \tag{8}$$

$$T^s = T_m + (1 - T_m)\, e^{-t/\tau} \tag{9}$$

$$T^i = 1 - (1 - T_m)\, e^{-t/\tau} \tag{10}$$

(S-a notat cu τ timpul de întîrziere : $\tau = R_D C_D$)

$$P_p^s = P_e + kT^s P_0^s \tag{11}$$

$$P_p^i = P_e + kT^i P_0^i \tag{12}$$

$$T_m k P_0^s + P_e < P_2 < kT_b P_0^s P_e + P_e \tag{13}$$

$$kT_a P_0^i + P_e < P_1 < kP_0^i + P_e \tag{14}$$

Definind coeficienţii α şi β prin relaţiile :

$$\frac{P_2 - P_e}{P_0^s} = \alpha \text{ şi } \frac{P_1 - P_e}{P_0^i} = \beta \tag{15}$$

rezultă :

$$T_a = \frac{\alpha}{k} \quad \text{şi} \quad T_b = \frac{\beta}{k} \tag{16}$$

şi duratele impulsurilor în cele două stări :

$$t_s = \tau \ln \frac{\beta - kT_m}{\alpha - kT_m}, \quad t_i = \tau \ln \frac{k - \alpha}{k - \beta} \tag{17}$$

Dispozitivul oscilează pentru valori k ce satisfac inegalităţile :

$$\frac{P_1}{P_0^i} = k_{\min} < k < k_{\max} = \frac{P_2}{T_m P_0^s} \tag{18}$$

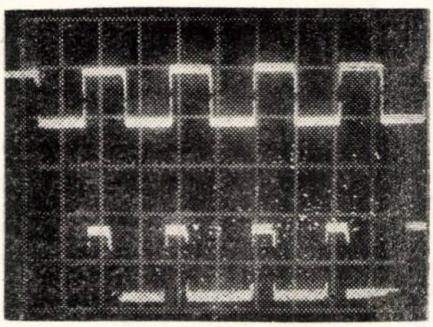


Fig. 7 — Oscilogramele oscilaţiilor pentru două valori diferite k :
sus : $k = 0{,}7\%$
jos : $k \simeq k_{1/2} \simeq 1\%$
(0,5 s/div. ; 200 μW/div.)
$R_D = 10$ kΩ ;
$C_D = 64$ μF, $P_e = 0$.

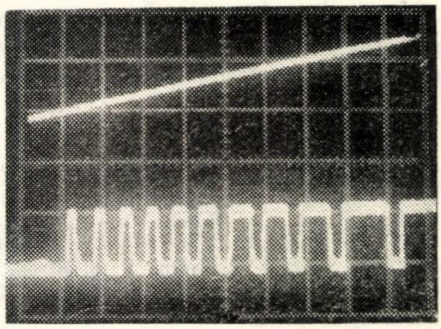


Fig. 8 — Dependenţa funcţionării oscilante de nivelul puterii optice de intrare
sus : 0,5 s/div. ;
200 μW/div.
jos : 0,5 s/div. ;
1 μW/div.
$k \simeq 0{,}7\%$, $R_D = 10$ kΩ,
$C_D = 64$ μF.

4. Condiții de funcționare monostabilă

Dispozitivul poate fi adus în regim monostabil de funcţionare atunci cînd una din stări este stabilă şi cealaltă este instabilă [5]. Dispozitivul prezentat permite funcţionarea monostabilă, în starea superioară instabilă dacă :

$$\alpha_0 < k < \min\left(\frac{\alpha_0}{T_m},\ \beta_0\right) \tag{19}$$

unde

$$\alpha_0 = \alpha(P_e = 0),\ \beta_0 = \beta(P_e = 0) \tag{20}$$

Durata impulsului monostabil este :

$$t_s(M) = \tau \ln \frac{(1 - T_m)\, k}{\alpha_0 - kT_m} \tag{21}$$

5. Rezultate experimentale

A fost studiată experimental dependenţa comportării bistabile de diferiţi parametri, ca nivelul semnalului optic de reacţie (reglat prin polarizorul POL), nivelul puterii optice de intrare, valorile elementelor circuitului de întîrziere şi cîştigul amplificatorului electronic.

Parametrii dispozitivului sînt :

$T_m = 0{,}05,\ V_A^i = 1\text{V},\ V_A^s = 10\text{V},\ P_1 = 1{,}6\ \mu\text{W},\ P_2 = 2{,}1\ \mu\text{W}.$

$V_0 = 16\text{V},\ V_1 = 10\text{V},\ P_0^i = P_a = 0{,}25\ \text{mW},$

$P_0^s = P_0(I = 3A) = 0{,}45\ \text{mW}.$

6. Concluzii

Din analiza funcţionării în regim regenerativ a dispozitivului studiat rezultă condiţiile de lucru ale acestuia ca astabil şi monostabil.

Rezultatele experimentale privind dependenţa operării bistabile regenerative şi monostabile de diferiţi parametri ai sistemului sînt în deplină concordanţă cu modelul teoretic dezvoltat în lucrare.

BIBLIOGRAFIE

1. *I. M. Popescu, A. Gh. Podoleanu, P. E. Sterian*, Revue Phys. Appl. 18, (1983), 313.
2. *M. Okada, K. Takizawa*, IEEE, J. Quantum Electron., 16, (1980), 770.
3. *V. I. Vlad*, Rev. Roum. Phys., 26, (1981), 1097.
4. *S. A. Collins, Jr. K. C. Wasmundt*, Opt. Engn., 19, (1980) 428.
5. *J. W. Song, S. Y. Shin, Y. S. Kwon*, Appl. Opt., 23, (1984), 1521.
6. *A. Gh. Podoleanu*, Teza de doctorat, Institutul Politehnic Bucureşti (1984).

Regenerative Hybrid Optical Bistable Device

In the paper we study both theoretically and experimentally the working conditions of the magnetooptical bistable device like astabil and monostabil. Regenerative operation of the device was realised using a liquid crystal modulator included on the feedback loop.

C.Z.: 532.783 : 535.2

STUDII SPECTROSCOPICE PE COLORANȚI, IN MATRICI DE CRISTALE LICHIDE COLESTERICE COMPENSATE

CARMINA PLOSCEANU, IULIANA CUCULESCU *

În lucrare se studiază colorantul azoic tetrazo-2,3'dimetil-benzen-β-naftol introdus într-o mixtură de cristale lichide colesterice compensate : clorură de colesteril și nonanoat de colesteril (1,9 : 1 în greutate).

Tranzițiile de fază și dependența de cîmpul electric aplicat, a densității optice au fost studiate prin spectroscopie optică de absorbție.

Din dicroismul optic liniar al colorantului este calculat parametrul de ordine al acestuia și este prezentată dependența orientării moleculare de cîmpul electric aplicat probei.

Introducere

Spre deosebire de spectroscopia optică care operează pe faza izotropă a substanței, spectroscopia pe substanțe avînd o anumită ordonare moleculară aduce date suplimentare legate îndeosebi de orientarea momentului de tranziție în raport cu axele moleculare [1, 2, 3].

Pentru aceasta este necesară înglobarea substanței de studiat într-o matrice a cărei ordonare moleculară este bine cunoscută.

O astfel de matrice o pot constitui cristalele lichide nematice (CLN) [2, 3] sau cristalele lichide colesterice (CLC) ale căror mixturi compensate în anumite condiții de cîmp electric și temperatură devin uniaxe din punct de vedere optic [1, 4].

Cristalele lichide nematice pot fi ușor orientate electric sau prin tratarea mecanică sau chimică a electrozilor celulei dar prezintă dezavantajul că au absorbții importante în ultraviolet și vizibil (pînă la 350 nm) și o birefringență deloc neglijabilă, care face necesară corecția de cîmp local.

Avantajul utilizării CLC este acela că sînt solvenți anizotropi cu o transparență foarte bună în vizibil și ultraviolet (pînă la 250 nm), o birefringență optică mică și o bună stabilitate a orientării lor.

---

* Șef lucrări dr.; Șef lucrări dr., catedra Fizică

Rezultate experimentale și discuții

S-a utilizat ca matrice mixtura de CLC clorură de colesteril și nonanoat de colesteril în proporție de 1,9 : 1 în greutate în care s-a introdus substanța de studiat, colorantul azoic tetrazo — 2,3′ dimetil benzen-naftol, în concentrație de 0,8% în greutate.

La această concentrație, substanța oaspete nu modifică proprietățile mezomorfice ale cristalului lichid, doar extinde intervalul de mezofază cu cîteva grade.

Mixtura conținînd colorantul a fost încapsulată prin capilaritate într-o celulă plan — paralelă avînd electrozi transparenți de SnO_2, grosimea stratului de cristal lichid fiind de 12 μm.

Încălzirea probei s-a făcut într-un cuptoraș special care poate fi utilizat și în spectrofotometru. Temperatura a fost măsurată cu un termocuplu de cupru-constantan. Studiile microstructurale s-au făcut la microscopul MC 5 IOR în lumină polarizată, iar cele de absorbție optică la spectrofotometrul UV VIS Zeiss Jena, în lumină nepolarizată.

Observațiile microstructurale arată că mixtura studiată prezintă fază colesterică subrăcită la temperatura camerei. La $t = 24°C$ procesul de nematizare începe la aproximativ 40 V și o nematizare totală se obține pentru $U > 50$ V.

În aceste condiții mixtura a devenit uniaxă din punct de vedere optic avînd un aliniament homeotrop (perpendicular) al moleculelor pe pereții celulei.

Studiile calitative efectuate la microscopul polarizant au fost întregite prin măsurători de absorbție optică în domeniul vizibil. Acestea au fost intrepretate pe baza datelor microstructurale.

Colorantul studiat se caracterizează printr-o bandă intensivă în ultraviolet, iar în domeniul vizibil printr-o bandă centrală pe 420 nm și un dublet (600 și 650 nm).

Temperatura de tranziție izotrop — colesteric a fost determinată și prin măsurători de absorbție optică la lungime de undă constantă [5].

Figura 1 prezintă dependența absorbției optice de temperatură pentru $\lambda = 420$ nm. La temperatura de tranziție are loc o modificare sen-

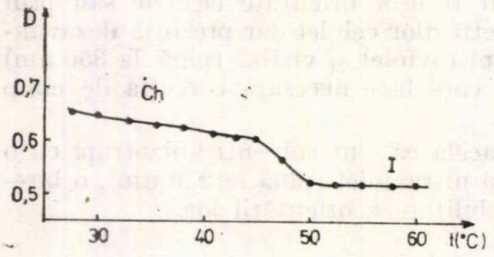


Fig. 1

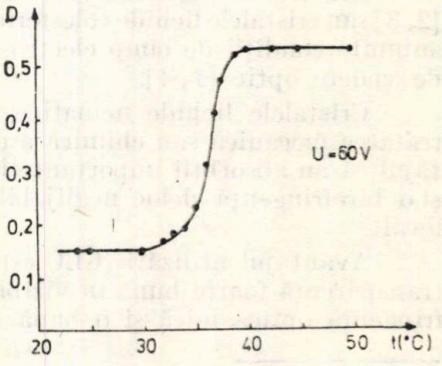


Fig. 2

sibilă a densității optice D : valoarea ei crește peste valoarea din faza izotropă, rămînînd aproximativ constantă în domeniul de mezofază pînă la temperatura camerei.

Dacă la răcire se aplică un cîmp electric, dependența de temperatură a densității optice se modifică în alt mod (figura 2).

Se constată o scădere remarcabilă a densității optice la micșorarea temperaturii sub 40°C, ceea ce indică o tranziție de fază colesteric nematic datorată cîmpului electric aplicat pe probă. După stabilirea aliniamentului homeotrop al moleculelor, de la 30°C densitatea optică rămîne constantă la scăderea în continuare a temperaturii.

Comportamentul moleculelor colorantului a căror ordonare este determinată de matricea de CLC apare mai evident dacă la o temperatură dată aplicăm un cîmp electric crescător.

În figura 3 este dat spectrul colorantului obținut la diferite valori ale tensiunii aplicate pe probă, la temperatura camerei (24°C). Se constată variații mari ale densității optice îndeosebi pentru banda centrată pe 420 nm. Dependența densității optice, pentru maximul de la 420 nm în funcție de cîmpul electric aplicat este dată în figura 4.

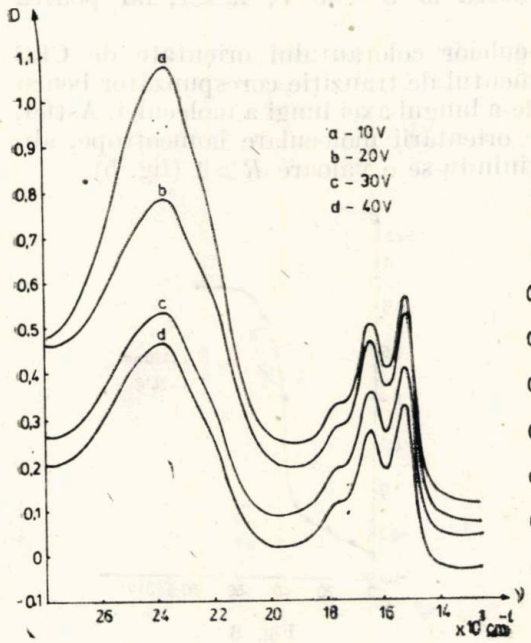


Fig. 3

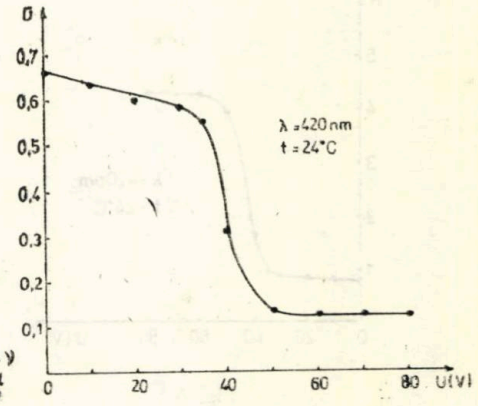


Fig. 4

Se poate constata scăderea densității optice odată cu creșterea cîmpului electric aplicat, iar pentru $U > 60$ V densitatea optică rămîne constantă deoarece s-a atins valoarea critică a tensiunii de nematizare pentru această temperatură.

Acest comportament al moleculelor colorantului poate fi aplicat analizînd dependența $R = f(U)$, unde $R = \frac{D_{iz}}{D_{\perp}^{u}}$, pentru λ, temperatură = constant, unde :

D_{iz} — densitatea optică pentru faza izotropă la $\lambda = 420$ nm
$D_{\perp}^{u}$ — densitatea optică la diferite valori ale tensiunii, măsurată în lumină nepolarizată, care se propagă paralel cu axa optică (vectorul luminos perpendicular pe axa optică).

În condițiile unui aliniament homeotrop uniax, în care moleculele colorantului au axa lungă orientată preferențial din direcția axei optice a matricii, $R > 1$ indică faptul că tranziția corespunzătoare benzii respective este polarizată paralel cu axa lungă a moleculei, iar pentru $R < 1$ — polarizată perpendicular pe axa lungă a moleculei [2]. Dar mai poate exista situația ca moleculele colorantului să tindă spre o ordonare avînd axa lungă perpendiculară pe direcția de propagare a luminii prin probă. În acest caz vom avea tot $R < 1$. Această situație o putem întîlni în cazul mezofazei colesterice planare.

În figura 5 este prezentată dependența $R = f(U)$ măsurat la $\lambda = 420$ nm și $t = 24$ C. Se constată că la $U < 35$ V, $R < 1$, iar pentru $U > 35$ V, $R > 1$.

Această comportare a moleculelor colorantului orientate de CLC poate fi explicată admițînd că momentul de tranziție corespunzător benzii studiate este orientat preferențial de-a lungul axei lungi a moleculei. Astfel, la tensiuni $U > 35$ V în condițiile orientării moleculare homeotrope, absorbția scade continuu (fig. 4) obținîndu-se o valoare $R > 1$ (fig. 5).

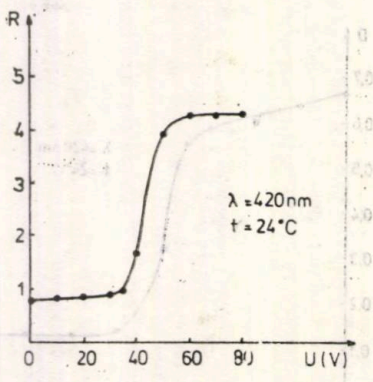


Fig. 5

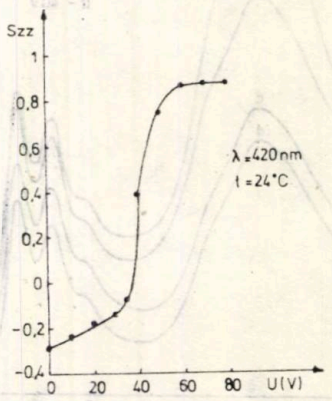


Fig. 6

La tensiuni $U < 35$ V, $R < 1$, ceea ce indică o tendință de orientare moleculară cu axele lungi perpendicular pe direcția de propagare a luminii. Deci modificarea raportului R de la valori mai mici la valori mai mari decît 1 este explicabilă prin modificări de aliniament molecular, admițînd că tranziția corespunzătoare benzii centrate pe 420 nm este polarizată în direcția axei lungi a moleculei.

Dacă se calculează componenta S_{zz} a parametrului de ordine al colorantului, corespunzătoare axei lungi (z) a moleculei definită ca $S_{zz} = \frac{1}{2}\langle 3\cos^2\theta - 1\rangle$, unde θ este unghiul făcut de axa lungă a moleculei cu axa optică a matricii și utilizînd măsurătorile optice conform relației :

$$S_{zz} = \frac{R-1}{R}$$

se obține o dependență a lui S_{zz} de tensiune ca în figura 6. Pentru $U > 35$ V, $S_{zz} > 0$ atingînd valoarea maximă de 0,863, ceea ce indică o bună orientare a moleculelor colorantului în direcția axei optice.

Concluzii

Studiile de absorbție optică în lumină nepolarizată asupra colorantului azoic tetrazo — 2,3′ dimetil benzen-naftol, introdus într-o matrice de CLC compensate, ne-au permis să facem aprecieri asupra orientării momentului de tranziție corespunzător benzii centrate pe 420 nm și să dăm dependența de cîmp electric a parametrului de ordine S_{zz} al colorantului.

BIBLIOGRAFIE

1. *E. Sackmann, H. Möhwalld* – J. Chem. Phys., *58*, 5407, (1973).
2. *W. Haase, H. Wedel*, Mol. Cryst. Liq. Cryst., *38*, 61, (1977).
3. *L. V. Gavrilko ș.a.*, J. Struct. himii, *23*. 93 (1982).
4. *I. Cuculescu, A. Enache, C. Florea, R. Bena*, Phys. Stat. Sol., *81*, 191, (1984).
5. *M. Socaciu, C. Plosceanu*, Phase Transitions, *5*, 249, (1986).

Spectroscopical Studies on the Dyes in Compensated Mixture of Cholesteric Liquid Crystals

The tetrazo-2,3′dimethyl-benzen-β-naphtol azo dye was studied in a compensated cholesteric mixture of cholesteryl chloride and cholesteryl nonanoate (1,9 : 1 wt%).

The phase transitions and the dependence of the optical density on the applied electrical field were studied by optical absoption spectroscopy. The order parameter of the azo dye is calculated using its liniar optical dichroism and dependence by the electrical field applied of the molecular ordering is presented also.

C.Z.: 621.375.4

STUDY OF THE WORKING REGIMES OF A QUITERON

VL. IANCU, R. LUNGU, S. STĂNESCU *

A quiteron is studied in a feeding montage with the basis on the ground. To ensure low basis currents, a suupplementary Giaver junction is introduced. A simplified GLAG model is used to calculate the currents in different feeding regimes.

1. Quiteron structure

The quiteron (QUasiparticle Injection Tunneling Effect device) was conceived at the IBM Research Center, Yorktown Heights, New York, as a bipolar superconducting transistor, having greater switching speed and lower power losses than a semiconducting one [1]. This device is based on the fact that the energy gap in a superconductor may be reduced by the injection of a strong quasiparticle current and, in such conditions, the current can easily break through a Josephson junction [2]. Technologically, the IBM quiteron was yielded by vacuum laying of thin superconducting films on a silicium support, each metallic film being oxidated at the surface, the oxide thikness being about 2 nm, and the whole device thickness being about 100 nm. The emiter and the basis are made by niobium, and the collector is made by a lead, indium and gold alloy. The thinness of the basis, compared to the junctions surface, ensure a low basis current. If we want to use quiterons in LSI techniques, the surfaces of the Josephson junctions become small, and the basis current increases. To avoid this, we propose to introduce a supplementary Giaever junction in the basis feeding (see the figure). Such a structure has vanishingly small basis current (analogous to a silicium MOSFET), and an extremely small switch time (less than 50 ps, i.e. 100 times smaller than a silicium MOSFET). We also have to keep into account that the quiteron only needs tensions of the order of milivolts (i.e. 1000 times smaller than a silicium MOSFET) meaning vanishingly small power losses.

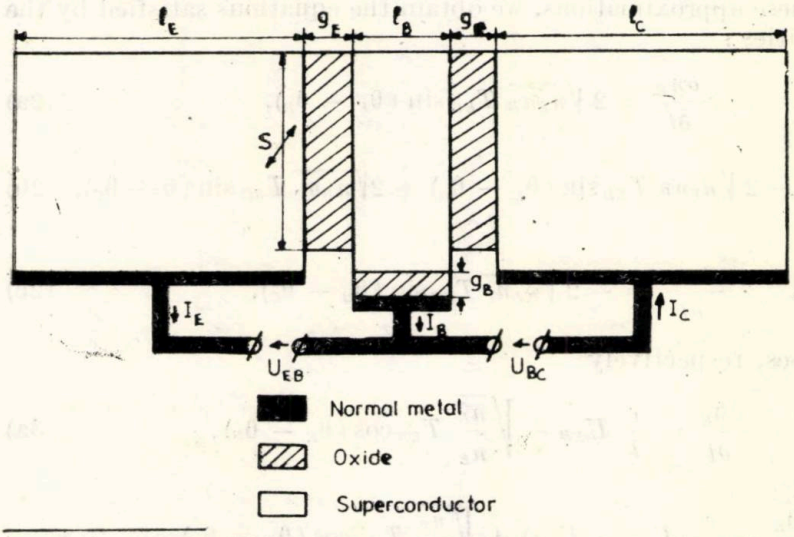


Fig. 1

* Assist. Physics Dept.; Assist., Physics Dept. University of Bucharest; Student, Faculty of Automatic Control

2. Mathematical model

We will use a simplified GLAG model [3]. The GLAG wave functions for the three superconducting zones satisfy the following equations

$$-i\hbar \frac{\partial \Psi_E}{\partial t} = \hat{H}_E \Psi_E + \hat{H}_{EB}^{(tr)} \Psi_B, \tag{1a}$$

$$-i\hbar \frac{\partial \Psi_B}{\partial t} = \hat{H}_B \Psi_B + \hat{H}_{EB}^{(tr)} \Psi_E + \hat{H}_{BC}^{(tr)} \Psi_C \tag{1b}$$

$$-i\hbar \frac{\partial \Psi_C}{\partial t} = \hat{H}_C \Psi_C + \hat{H}_{BC}^{(tr)} \Psi_C \tag{1c}$$

To solve this system, we will use the following fundamental approximations :

(a) the Ccoper pair wave function has the form $\Psi = \sqrt{\frac{n}{2}} e^{i\theta}$, where n is the conduction electrons density ;

(b) $B = 0$, as the experiments have shown that the quiteron is only weakly influenced by parasite magnetic fields ;

(c) the tensions are symetrically distributed over the junctions, i.e. $\hat{H}_E = eU_{EB}$, $\hat{H}_B = e(U_{BC} - U_{EB})$, $\hat{H}_C = -eU_{BC}$ (the emiter is connected at the negative pole, and the collector at the positive one) ;

(d) bound effects are neglected for the junctions, i.e. $\hat{H}^{(tr)} = \hbar T = \text{const.}$, T being the transfer factor ;

(e) Giaever junction effects are neglected.

With these approximations, we obtain the equations satisfied by the electron densities :

$$\frac{\partial n_E}{\partial t} = 2\sqrt{n_E n_B}\, T_{EB} \sin(\theta_E - \theta_B), \tag{2a}$$

$$\frac{\partial n_B}{\partial t} = -2\sqrt{n_E n_B}\, T_{EB} \sin(\theta_E - \theta_B) + 2\sqrt{n_B n_C}\, T_{BC} \sin(\theta_B - \theta_C), \tag{2b}$$

$$\frac{\partial n_C}{\partial t} = -2\sqrt{n_B n_C}\, T_{BC} \sin(\theta_B - \theta_C), \tag{2c}$$

and the phases, respectively

$$\frac{\partial \theta_E}{\partial t} = \frac{e}{\hbar} U_{EB} + \sqrt{\frac{n_B}{n_E}}\, T_{EB} \cos(\theta_E - \theta_B), \tag{3a}$$

$$\frac{\partial \theta_B}{\partial t} = \frac{e}{\hbar}(U_{BC} - U_{EB}) + \sqrt{\frac{n_E}{n_B}}\, T_{EB} \cos(\theta_E - \theta_B) +$$

$$+ \sqrt{\frac{n_C}{n_B}}\, T_{BC} \cos(\theta_B - \theta_C), \tag{3b}$$

$$\frac{\partial \theta_C}{\partial t} = -\frac{e}{\hbar} U_{BC} + \sqrt{\frac{n_B}{n_C}}\, T_{BC} \cos(\theta_B - \theta_C). \tag{3c}$$

From these equations, we have to obtain the currents :

$$I_E = eS\xi_E \frac{\partial n_E}{\partial t}, \quad I_B = eS\xi_B \frac{\partial n_B}{\partial t}, \quad I_C = -eS\xi_C \frac{\partial n_C}{\partial t}, \tag{4}$$

and the phase shifts :

$$\alpha_{EB} = \theta_E - \theta_B, \quad \alpha_{BC} = \theta_B - \theta_C, \tag{5}$$

where ξ is the coherence length.

To simplify the equations satisfied by the current and the phase shifts, we will introduce some supplementary approximations :

(i) the use of supperconducting materials with close characteristics, i.e. $n_E \simeq n_B \simeq n_C \equiv n$, $\xi_E \simeq \xi_B \simeq \xi_C \equiv \xi$, $\lambda_E \simeq \lambda_B \simeq \lambda_C \equiv \lambda$, where λ is the penetration depth ;

(ii) the use of similar oxid layers, i.e. $T_{EB} \simeq T_{BC} \equiv T$, $g_E \simeq 2g_B \simeq \simeq g_C \equiv g$; in such conditions, the currents become :

$$I_E = I_0 \sin \alpha_{EB}, \quad I_C = I_0 \sin \alpha_{BC},$$

$$I_B = I_C - I_E = 2I_0 \sin \frac{\alpha_{BC} - \alpha_{EB}}{2} \cos \frac{\alpha_{BC} + \alpha_{EB}}{2}, \tag{6}$$

where $I_0 = 2enS\xi T$;

(iii) the use of the Giaever junction for the basis feeding implies $|I_B| \leqslant I_{BM} \ll I_0$, i.e. $\alpha_{EB} = \tilde{\alpha} - \delta\alpha$, $\alpha_{BC} = \tilde{\alpha} + \delta\alpha$, with $|\delta\alpha| \ll |\tilde{\alpha}|$; then

$$I_B = 2I_0\, \delta\alpha \cos\tilde{\alpha}, \; I_E = I_T - \frac{1}{2} I_B, \; I_C = I_T + \frac{1}{2} I_B,$$

where the transfer current is $I_T = I_0 \sin \tilde{\alpha}$. Remeber that $l_B \ll \lambda$, $g \ll \xi$, to ensure tunneling effects.

With the supplementary approximations, the equations for the phase shifts become :

$$\frac{\partial \tilde{\alpha}}{\partial t} = \frac{e}{\hbar} U, \tag{7}$$

$$\frac{\partial \delta\alpha}{\partial t} = 3\frac{e}{\hbar} U' + T \cos\tilde{\alpha}, \tag{8}$$

where $U_{BB} = U - U'$, $U_{BC} = U + U'$ $\left(\text{i.e. } U = \frac{U_{BB} + U_{BC}}{2}, \; U' = \frac{U_{BC} - U_{BB}}{2}\right)$. These equations can be solved for different feeding regimes, giving I_B and I_T.

3. Working regimes

We will analyse the different working regimes of the quiteron by imposing different feeding conditions.

I. $U = U' = 0$. From (7) we have $\tilde{\alpha} = \alpha_0 = \text{const}$. From (8) results $\delta\alpha = \delta\alpha_0 + Tt\cos\alpha_0$. We can choose the time origin in such a way that $\delta\alpha_0 = 0$. Then, it will result $I_B = 2I_0 Tt\cos^2\alpha_0$, and $\lim_{t\to\infty} I_A = \infty$. Such a solution contradicts the approximation (iii). This is because we have not explicitely introduced that approximation in equation (8). To avoid this contradiction, we have to suppose that $I_B \simeq I_{BM}$, after a relaxation time $\tau_T = \frac{I_{BM}}{2I_0 T\cos^2\alpha_0} \ll \frac{\alpha_0}{T\cos\alpha_0}$. The solutions is then :

$$I_T = I_0 \sin\alpha_0 \tag{9}$$

$$I_B = I_{BM}. \tag{10}$$

II. $U = 0$, $U' = U_0' \neq 0$. From (7) we have $\tilde{\alpha} = \alpha_0$, and from (8) results $\delta\alpha = \delta\alpha_0 + \left(3\frac{e}{\hbar} U_0' + T\cos\alpha_0\right)t$. We see that the solution is analogous to the previous one.

III. $U = U_0 \neq 0$, $U' = 0$. From (7) we have $\tilde{\alpha} = \alpha_0 + \frac{e}{\hbar} U_0 t$. From (8) results $\delta\alpha = \delta\alpha_0 + \frac{\hbar T}{eU}\sin\left(\alpha_0 + \frac{e}{\hbar} U_0 t\right)$. Again we can choose the time origin to make $\delta\alpha_0 = 0$. We have then

$$I_T = I_0 \sin\left(\alpha_0 + \frac{e}{\hbar} U_0 t\right), \tag{11}$$

which means we obtain an AC current, having half the frequency of a single Josephson junction, respectively

$$I_B = \frac{\hbar T}{eU_0} I_0 \sin\left(2\alpha_0 + 2\frac{e}{\hbar} U_0 t\right), \quad \frac{\hbar T}{e|U_0|} \leqslant \frac{I_{BM}}{I_0}. \tag{12}$$

If $|U_0| < \frac{I_0}{I_{BM}} \cdot \frac{\hbar T}{e}$, the maxima and minima of the sinusoid are cut off, to ensure the condition $|I_B| \leqslant I_{BM}$.

IV. $U = U_0 \neq 0$, $U' = U'_0 \neq 0$. We have $\tilde{\alpha} = \alpha_0 + \frac{e}{\hbar} U_0 t$, $\delta\alpha = \delta\alpha_0 + 3\frac{e}{\hbar} U'_0 t + \frac{\hbar T}{eU_0} \sin\left(\alpha_0 + \frac{e}{\hbar} U_0 t\right)$. Then I_T satisfies the relation (11), while, after the relaxation time,

$$I_B = I_{BM} \cos\left(\alpha_0 + \frac{e}{\hbar} U_0 t\right) + \frac{\hbar T}{eU_0} I_0 \sin\left(2\alpha_0 + 2\frac{e}{\hbar} U_0 t\right),$$

$$\frac{\hbar T}{e|U_0|} \leqslant \frac{I_{BM}}{I_0}\left(1 - \frac{1}{\sqrt{2}}\right). \tag{13}$$

If the last condition is not satisfied, the sinusoid is cut off(see before).

V. $U = U_0 + U_1 \cos \omega t$, $U' = U'_0 + U'_1 \cos(\omega' t + \varphi)$.

We will not detail the different possibilities of choosing U_0, U_1, U'_0 and U'_1. From (7) results $\tilde{\alpha} = \alpha_0 + \frac{e}{\hbar} U_0 t + \frac{eU_1}{\hbar\omega} \sin \omega t$. To integrate (8), we have to use the Fourier-Bessel series :

$$\sin\left[\alpha_0 + \frac{e}{\hbar} U_0 t + \frac{eU_1}{\hbar\omega} \sin \omega t\right] = \sum_{k \in \mathbb{Z}} J_k\left(\frac{eU_1}{\hbar\omega}\right) \cdot$$

$$\cdot \sin\left[\alpha_0 + \left(\frac{e}{\hbar} U_0 + k\omega\right) t\right]. \tag{14}$$

Then we have :

$$\delta\alpha = \delta\alpha_0 + 3\frac{e}{\hbar} U'_0 t + 3\frac{eU'_1}{\hbar\omega'} \sin(\omega' t + \varphi) +$$

$$+ \sum_{k \in \mathbb{Z}} \frac{\hbar T}{eU_0 + k\hbar\omega} J_k\left(\frac{eU_1}{\hbar\omega}\right) \sin\left[\alpha_0 + \left(\frac{e}{\hbar} U_0 + k\omega\right) t\right]. \tag{15}$$

If $\frac{eU_0}{\hbar\omega} = n \in \mathbb{N}$, the term

$\frac{\hbar T}{eU_0 - n\hbar\omega} J_n\left(\frac{eU_1}{\hbar\omega}\right) \sin\left[\alpha_0 + \left(\frac{e}{\hbar} U_0 - n\omega\right) t\right]$ becomes

$(-1)^n J_n\left(\frac{eU_1}{\hbar\omega}\right) Tt \cos\alpha_0$ Then the currents are :

$$I_T = I_0 \sum_{k \in \mathbb{Z}} J_k\left(\frac{eU_1}{\hbar\omega}\right) \sin\left[\alpha_0 + \left(\frac{e}{\hbar} U_0 + k\omega\right) t\right], \tag{16}$$

$$I_B = \sum_{k\in\mathbb{Z}} J_k\left(\frac{eU_1}{\hbar\omega}\right)\left\{I_{BM}\cos\left[\alpha_0 + \left(\frac{e}{\hbar}U_0 + k\omega\right)t\right] + \right.$$

$$+ 3\frac{eU_1'}{\hbar\omega'} I_0 \sin\left[\alpha_0 + \varphi + \left(\frac{e}{\hbar}U_0 + k\omega + \omega'\right)t\right] +$$

$$- 3\frac{eU_1'}{\hbar\omega} I_0 \sin\left[\alpha_0 - \varphi + \left(\frac{e}{\hbar}U_0 + k\omega - \omega'\right)t\right] +$$

$$+ \sum_{\substack{k'\in\mathbb{Z} \\ k'\neq -\frac{eU_0}{\hbar\omega}}} \frac{\hbar T I_0}{eU_0 + k'\hbar\omega} J_{k'}\left(\frac{eU_1}{\hbar\omega}\right)\left\{\sin\left\{2\alpha_0 + \left[2\frac{e}{\hbar}U_0 + \right.\right.\right.$$

$$\left.\left.\left. + (k + k')\,\omega\right]t\right\} + \sin\left[(k' - k)\omega t\right]\right\}\Bigg\}, \qquad (17)$$

with the cut off condition for I_B. We can see the solution is extremely involved, and we have an enormous number of harmonics. Then, if we want to use quiterons in AC montages, we need filters.

We can see that the quiteron combines the qualities of transistors and of Josephson junctions, having then great advantages for the future electronics [4].

REFERENCES

1. *S. M. Faris, J. Kaider, J. Gallagher, E. Drake*, „Applied Superconductivity" Conference, Knoxville, Tennessee, 1982; IEEE Trans. Magnetics, Mag *19*, 1983.
2. *J. Fuchs, W. Epperlein, M. Welte, W. Eisenmenger*, Phys. Rev. Lett. *38*, 919, 1977.
3. *V. Iancu* „Elemente de teoria supraconductivității", Ph. D. Report, Bucharest, 1976.
4. *C. Haeberlin*, La Recherche *14* (146), 972, 1983.

Studiul regimurilor de funcționare ale unui quiteron

Se studiază un quiteron într-un montaj de alimentare cu baza la masă. Pentru a asigura curenți de bază reduși, se introduce o joncțiune Giaever suplimentară. Se utilizează un model GLAG simplificat pentru calculul curenților în diferite regimuri de alimentare.

C.Z. : 658.581
621.38

REDUNDANCY ALLOCATION OF VLSI MEMORY CHIPS FOR PRODUCTIVITY OPTIMIZATION

V. M. CĂTUNEANU, FL. POPENȚIU, M. GHEORGHIU *

A method useful to the analysis and productivity optimization by the redundancy allocation of VLSI memory chips is presented.

The article emphasizes the advantages of applying the structural optimization methods by taking into account the results recently obtained in the study of components reliability.

1. Introduction

Over the past two decades semiconductor technology has made great step forward from SSIs via MSIs and VLSIs. Lower cost per gate, higher speed and lower power dissipation are the biggest motive forces of higher level of integration. Because of the improvement of the lithography procedures as well as of the increase in the areas of the integrated circuits structures, they become more and more vulnerable to failure both to their dimension and density. As a consequence, an unprofitableness of productivity of VLSIs circuit appears. For circuits with functional repeating patterns, a slipping redundancy is an efficient method for increasing the reliability. During designing steps a higher number of patterns than the usually necessary one is foreseen and during testing steps of the wafer process only function-in patterns are connected. The optimum scheme usually depends on the memory organization in which the chips are used.

Computer memory chips involving large memory sizes are now available and a trend toward larger chips with even greater bit densities is becoming apparent. Several manufactures have therefore begun to use redundant memory bits in their products [1—2]. Using redundant memory bits to replace defective ones has been proposed by numerous inventors and authors [3—4].

2. Statistical treatment

Experimental data found put in the literature show that the number of failures on the structure, x with the mean $\bar{\lambda}$ can best be modeled with

* Prof. Ph. D. : Assist. Ph. D., Dept of Technology in Electronics; Eng., IIRUC

mixed Poisson statistics using a gamma distribution as the mixing function. This results in a Polya-Eggenberger distribution of the form [5]

$$P(X = x) = \frac{\Gamma(x+\alpha)\left(\frac{\bar{\lambda}}{2}\right)^x}{x!\,\Gamma(\alpha)\left(1+\frac{\bar{\lambda}}{\alpha}\right)^{x+\alpha}} \tag{1}$$

where α is a parameter that depends on the fault density variation. The mean and variance for (1) are

$$E(X) = \bar{\lambda} \text{ and} \tag{2}$$

$$\text{Var}(X) = \bar{\lambda}\left(\frac{\bar{\lambda}}{\alpha}+1\right) \tag{3}$$

Instead of α, it is often useful to express the above results in terms of the coefficient of variation of the fault density λ. This fault density has its own probability distribution function (pdf) with a mean, variance and coefficient of variation σ/μ. When this pdf or mixing function is a gamma distribution with parameters $\bar{\lambda}$ and α [5], it is found that

$$\sigma/\mu = 1/\sqrt{\alpha}.$$

Comparative illustration of Polya-Eggenberger's and Poisson's laws emphasizes the accuracy of fault distribution following the first law because Poisson distribution has a steeper descendent than the first one and subsequently the number of redundancies considered would be less than the necessary real.

The parameters α and λ can be readily estimated from the mean and the variance of the data by solving (2) and (3). For the data in Fig. 2, $\lambda = 2{,}333$ and $\alpha = 2{,}382$ ($\sigma/\mu = 0{,}6480$) are obtained. The theoretical distribution with these parameters is shown by dashed lines in Fig. 2.

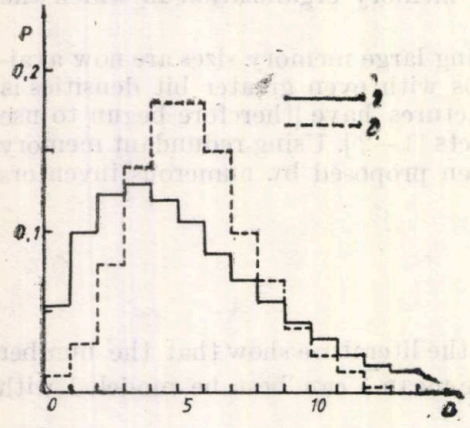


Fig. 1

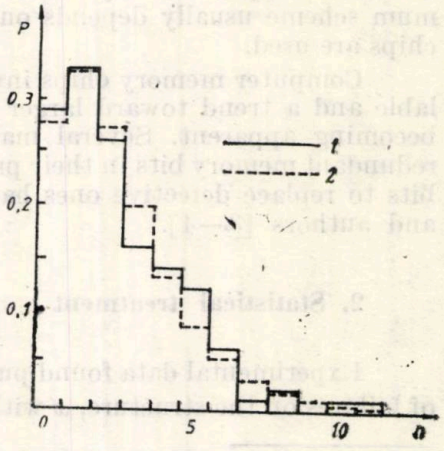


Fig. 2

Testing the calculation with Smirnov-Kolmogorov test gives a significance level greater than 0,2, indicating that this model cannot be rejected as a fit for the data. .

3. Redundancy computation

The concept of redundancy is straight-forward; spare word lines and bit lines are made available to replace failing lines and to bypass failing cells.

For determining the number of redundancies from each type of functional pattern is necessary to establish the failure type of the structure and to determine by statistical means D, a vector consisting of the defect density of the process.

By statistical investigations and simulation methods, the matrix A of the critical areas, namely how the structure faults imply the electrical faults of the diffrerent functional patterns are determined.

Vector Λ of defect densities per chip or circuit is expressed in the case of the n types of patterns as following :

$$\Lambda = A \cdot D \tag{4}$$

The twelve random defect types making up the defect density vector and types in the yield model are shown in the Table 1.

Implementing the redundancy determines the set C of fault combinations to be isolated by using redundancy patterns.

In the assumption of a Poisson distribution the process productivity is :

$$P_p = \sum_{k \in C} \exp\left(- \sum_{j=1}^{n} \lambda_j \right) \frac{\prod_{j=1}^{n} \lambda_j^{k_j}}{\prod_{j=1}^{n} k_j} \tag{5}$$

It can readly modified to mixed Poisson statistics when λ_j, the mean frequencies of fixable failures per array, such as single cell, double cell, single word lines, double word lines, single bit lines, double bit lines etc., are assumed to be proportional to the total mean of faults for the chip :

$$\lambda = \lambda_F + \sum_{j=1}^{n} \lambda_j \tag{6}$$

where λ_F represents the average number of fatal or chip-kill faults. These are faults caused by defects in peripheral circuits, such as timing and power supply circuits. Such faults make the chip completely nonfunctional.

Using the same gamma distribution for the mixing function of as before changes (5) into :

$$P_p = \sum_{k \in C} \frac{\Gamma\left(\sum_{j=1}^{n} k_j + \alpha \right)}{\Gamma(\alpha)} \cdot \frac{\left(\frac{1}{\alpha} \right)^{\sum_{j=1}^{n} k_j}}{\left(1 + \frac{\bar{\lambda}}{\alpha} \right)^{\sum_{j=1}^{n} k_j + \alpha}} \cdot \frac{\prod_{j=1}^{n} \bar{\lambda}_j^{k_j}}{\prod_{j=1}^{n} k_j !} \tag{7}$$

The expression (7) is used in the performance calculus of the process for a set C of isolable fault combinations by employing a certain redundancy. For example, in the case of a memory chip, the existence in the structure of a word line and a bit line leads to the set C of isolable combinations illustrated in the Table 1.

Table 1

1 cell	2 cells	1 word line	2 word lines	1 bit line	2 bit lines
0	0	0	0	0	0
1	0	0	0	0	0
2	0	0	0	0	0
0	1	0	0	0	0
0	0	1	0	0	0
0	0	1	0	1	0
0	0	0	0	1	0
1	0	1	0	0	0
1	0	0	0	1	0
1	1	0	0	0	0

Matrices for fixable events, such as those in Table I have been generated for numerous redundancy schemes [6]. The number of patters that we have used for such calculation are given in the Table 2. With more redundant lines the probability of fixing the chip is increased. But fixability also depends on the spread of the fault distributions. A lower value of α (higher σ/μ ratio) causes longer tails in that distribution. These long tails can seriously lower the probability of fixing the chip.

Table 2

Redundancy Word lines	Bit lines	Fixable combinations
0	0	1
1	0	3
2	0	8
3	0	16
4	0	30
5	0	50
1	1	10
2	1	22
3	1	43
4	1	77
5	1	126
2	2	53
3	2	100
4	2	177
5	2	284
3	3	185
4	3	320
5	3	506
4	4	548
5	4	854
5	5	1316

Conclusions

The model described in this paper can be a powerful tool for analyzing, projecting and optimizing yield in VLSI memory chips. One of the purposes of this paper was to stress on the close connections recently outlined in the field of component reliability by applying the method of structural optimization in microelectronics. Although this model has been specifically developed for memory chips we believe that the techniques can be applied to a large number of other integrated circuits. The use of this tool facilitates a systematic approach to yield analysis and has established a method for yield improvement.

REFERENCES

1. *R. R. DeSimone, N. M. Donofrio, B. L. Flur, R. H. Kruggel, H. H. Leung, R. Schnadt*, FET RAMS'', 1979, IEEE ISSCC Digest of Technical Papers, 22 (1979), p. 154—155.
2. *R. P. Cenker, D. G. Clemans, W. R. Huber, J. B. Petrizzi*, A fault-tolerant 64 K Dynamic RAM, 1979, IEEE ISSCC Digest of Technical Papers, 22 (1979), p. 150—151.
3. *S. E. Schuster*, Multiple word/bit line redundancy for semiconductor memories, IEEE J. Solid State Circuits, SC-13 (1978), p. 698—703.
4. *B. R. Elmer, W. E. Tchon, A. J. Denboer, R. R. Frommer*, Fault-tolerant 92160 bit multiphase CCD Memory, 1977, IEEE ISSCC Digest of Technical Papers, 20 (1977), p. 116—117.
5. C. H. *Stapper*, On a composite model to the IC Yield Problem, IEEE J. Solid-State Circuits SC.10 (1975), p. 537—539.
6. *C. H. Stapper, A. N. McLaren, M. Dreckman*, Yield model for productivity optimization of VLSI memory chips with redundancy and partial good product, IBM J. Res. Develop., 24, 3 (1980), p. 398—409.

Optimizarea productivității prin alocarea redondanței în memoriile VLSI

În lucrare este prezentat un model util pentru analiza și optimizarea productivității prin alocarea redondanței în memoriile VLSI.

Lucrarea evidențiază avantajele aplicării metodelor de optimizare structurală prin luarea în considerare a rezultatelor obținute recent în studiul fiabilității componentelor.

C.Z.: 621.375.4

AN EMPHASIS AND DE-EMPHASIS ACTIVE NETWORK FOR AUDIO FREQUENCIES

D. STANOMIR, AD. IFTIME *

In the paper a complete analysis and design for an emphasis and de-emphasis of active network used in audio-frequency is presented. Some numerical examples are given.

1. The Block Scheme

The network which will be discussed in the sequel appears in the audio literature [1] without a complete analysis and discussion. This fact explains the goal of this paper. Here we shall derive the design of a section working on an octave. The whole network is the constructe by a cascade (chain) connection of the sections each of them being used in single octave.

The block scheme is given in Fig. 1. There PN denotes a passive 3-port : 1 is the input = the output of the operational amplifier (OA), 2 is the output of the network and 3 is the port which gives the negative feedback on the inverting terminal (−). The input of the network is at the port 0, the noninverting terminal. It is assumed that at the port O a voltage U_0 is applied and that the load at the port 2 is infinite.

We denote by $H_{21}(s)$ the voltage transfer function from the port to 1 the port 2 and $H_{31}(s)$ the voltage transfer function from the port 1 to the port 3.

The equations governing the behaviour of the network are

$$U_1(s) = A[U_-(s) - U_-(s)], \tag{1}$$

$$U_3(s) = H_{31}(s)U_1(s), \tag{1}$$

$$U_-(s) = U_3(s),$$

where s is the operational variable and A is the gain of the OA. Solving (1) gives

$$\frac{U_1(s)}{U_+(s)} = \frac{A}{1 + H_{31}(s)A},$$

* Associate Professor; Associate Professor, Chair of Radiocommunications and Data Transmissions

which becomes when $A \to \infty$

$$\frac{U_1(s)}{U_+(s)} = \frac{1}{H_{31}(s)}. \tag{2}$$

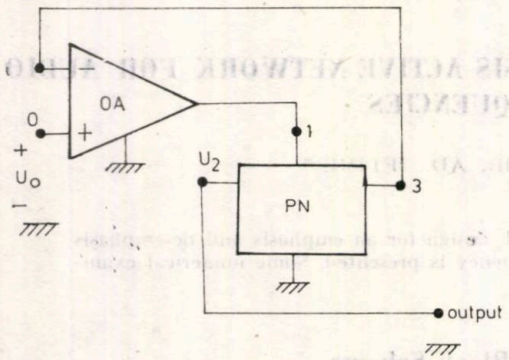


Fig. 1.

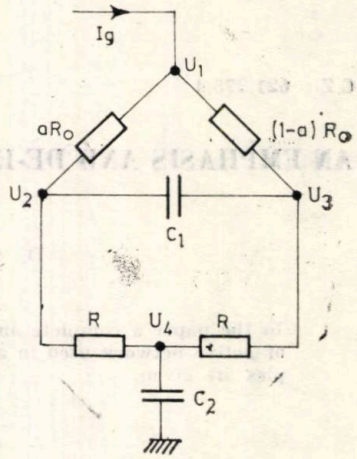


Fig. 2.

Therefore we get

$$U_2(s) = H(s)U_0(s),$$

with

$$H(s) = \frac{H_{21}(s)}{H_{31}(s)}. \tag{3}$$

2. The Calculation of $H(s)$

Now, we specify the structure of PN. This is given in Fig. 2, The coefficient a, $a \in [0, 1]$, designates the position of the point 1 on the divided resistor R_0.

We assume that a current source $I_g(s)$ is applied to the node 1 and write the node-datum voltage equations which reads

$$\mathbf{Y}_n(s)\mathbf{U}_n(s) = \mathbf{I}_n(s), \tag{4}$$

where

$$\mathbf{I}_n^T(s) = [I_g(s), 0, 0, 0],$$

$$\mathbf{U}_n^T(s) = [U_1(s), U_2(s), U_3(s), U_4(s)],$$

$$\mathbf{Y}_n(s) = [Y_{ij}(s)], i, j = 1, 2, 3, 4,$$

$$Y_{11}(s) = \frac{1}{a(1-a)} G_0, \quad Y_{22}(s) = \frac{1}{a} G_0 + G + sC_1, \tag{5}$$

$$Y_{44}(s) = 2G + sC_2, \quad Y_{12}(s) = Y_{21}(s) = -\frac{1}{2} G_0,$$

$$Y_{13}(s) = Y_{31}(s) = -\frac{1}{1-a} G_0, \quad Y_{14}(s) = Y_{41}(s) = 0,$$

$$Y_{23}(s) = Y_{31}(s) = -sC_1, \quad Y_{24}(s) = Y_{42}(s) = -G,$$

$$Y_{34}(s) = Y_{43}(s) = -G, \quad Y_{33}(s) = -\frac{1}{1-a} G_0 + G + sC_1.$$

It is clear that $H(s)$ can be expressed as

$$H(s) = -\frac{\Delta_{12}}{\Delta_{13}}, \tag{6}$$

where Δ_{ij} is the determinant of the matrix $\mathbf{Y}^{ij}$ obtained from $\mathbf{Y}_n$ by deleting the ith row and the jth column.

A direct calculation gives

$$H(s\,;a) = \frac{\alpha s^2 + \beta_1 s + \gamma}{\alpha s^2 + \beta_2 s + \gamma}, \tag{7}$$

where

$$\begin{aligned} \alpha &= C_1 C_2, \quad \gamma = G(G + 2G_0), \\ \beta_1 &= G_0 C_2 + 2GC_1 + (1-a)\, GC_2, \\ \beta_2 &= G_0 C_2 + 2GC_1 + aGC_2. \end{aligned} \tag{8}$$

From this general expression (a enters as a parameter) it is obvious that $H(s\,;a)$ has the following properties

a) $H(s\,;0.5) = 1$, which gives an all-pass filter;

b) $H(0\,;a) = H(\infty\,;a)$ which gives a band-pass or a rejection filter, if $a = 0{,}5$;

c) $H(s\,;a) = [H(s\,;1-a)]^{-1}$, which shows that if some a gives a bandpass filter, then $1-a$ gives a rejection filter.

3. Design Considerations Pertaining the Choice of Parameters

Now, we give a normalized form to (7). To this end we introduce — the reference frequency ω_0 by

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{\gamma}{\alpha}} = \sqrt{\frac{G(G+2G_0)}{C_1 C_2}} = \sqrt{\frac{R_0 + 2R}{R^2 R_0 C_1 C_2}}; \tag{9}$$

— the normalized operational variable p,

$$p = \frac{s}{\omega_0};$$

— the dissipation coefficients d_1 and d_2,

$$d_1 = \frac{\beta_1}{\gamma}\omega_0 = \frac{G_0C_2 + 2GC_1 + (1-a)GC_2}{\sqrt{G(G+2G_0)C_1C_2}},$$
$$d_2 = \frac{\beta_2}{\gamma}\omega_0 = \frac{G_0C_2 + 2GC_1 + aGC_2}{\sqrt{G(G+2G_0)C_1C_2}}, \tag{10}$$

Then (7) can be rewritten as

$$\bar{H}(p\,;a) = H(p\omega_0\,;\ a) = \frac{p^2 + d_1p + 1}{p^2 + d_2p + 1}. \tag{11}$$

To obtain the extremum points of the modulus, we calculate the extrema for the function

$$|\bar{H}|^2 = |H(j\Omega)|^2 = \frac{(1-y)^2 + d_1y}{(1-y)^2 + d_2y}, \tag{12}$$

where

$$y = \Omega^2.$$

We get the equation

$$2(d_2^2 - d_1^2)y(y-1) - (d_2^2 - d_1^2)(1-y)^2 = 0$$

which (for $d_1 \neq d_2$) gives

$$\begin{cases} y = 1, \text{ i.e. } \Omega = 1,\ \omega = \omega_0\,; \\ y = -1 \text{ (an unacceptable solution).} \end{cases} \tag{13}$$

Therefore the extrema are at the reference frequency ω_0.

For the extremum values (of course they depend on a) we get

$$H_{ex} = |H(j\omega_0\,;a)| = \frac{d_1}{d_2} = \frac{G_0C_2 + 2GC_1 + (1-a)GC_2}{G_0C_2 + 2GC_1 + aGC_2} \tag{14}$$

If

$$a = a_0 \langle 0.5,\ 1-a \rangle 0.5,$$

then H_{ex} is a maximum point, whereas if

$$a = a_0 \rangle 0.5,\ 1 - a \langle 0.5$$

then H_{ex} is a minimum point.

For $a = 0$ the maximum has the largest value H_M given by

$$H_M = \frac{G_0C_2 + 2GC_1 + GC_2}{G_0C_2 + 2GC_1}. \tag{15}$$

For $a = 1$ the minimum has the lowest value H_m given by

$$H_m = \frac{G_0C_2 + 2GC_1}{G_0C_2 + 2GC_1 + GC_2}. \tag{16}$$

It is seen that

$$H_MH_m = 1, \tag{17}$$

that is the emphasis, expressed in decibels, is equal to the de-emphasis, expressed in decibels, with opposite sign. This fact constitutes an important advantage of this network.

To get some ideas about the design features, we introduce the reference coefficients b and k, defined through:

$$R_0 = bR,\ G = bR_0, \qquad C_2 = kC_1 \tag{18}$$

and get

$$H_M = \frac{k + 2b + kb}{k + 2b} = 1 + \frac{1}{2}\frac{2bk}{2b + k}. \tag{19}$$

Because of the inequality

$$\frac{2bk}{2b + k} \leqslant \min\,(2b, k),$$

it is clear that in order to obtain an important emphasis one must use $2b$ and k greater than 1. The largest value is obtained for $k = 2b$

$$H_{MM} = 1 + \frac{b}{2}. \tag{20}$$

As an example, if $b = 10$, $k = 20$, we get

$$H_{MM} = 6,\ H_{MM}(\text{dB}) = 15.56.$$

Because of the that the maximum with respect to k is not too sharp, one can take k smaller than $2b$ in order not to use large values for capacitors.

By use of the reference coefficients the extremum frequency can be calculated by

$$\omega_0 = \frac{1}{R_0 C_1} \sqrt{\frac{b(b+2)}{k}} \tag{21a}$$

or, if f_0 is given the capacitors are calculable by

$$C_1 = \frac{1}{2\pi R_0 f_0} \sqrt{\frac{1}{k}(b+2)\, b}\,, \tag{21b}$$

$$C_2 = \frac{1}{2\pi R_0 f_0} \sqrt{kb(b+2)}\,.$$

To get an idea of the used values, we take $b = 10$, $k = 20$ and $f_0 = 33$ Hz (the lowest octave) and impose that $C_2 \leqslant 2\mu$F, that is

$$R_0 \simeq 118\text{k}\Omega,$$

which is an acceptable value.

To get an idea about the form of the emphasis transfer function and of the bandwidth, we consider the following normalized situation $b = 10$, $k = 20$, $a = 0$ and get

$$\overline{H}(p) = \frac{p^2 + 4.8989p + 1}{p^2 + 0.8165p + 1}\,.$$

The graphic of $|\overline{H}(j\Omega)|$ expressed in dBs versus Ω is given in Fig. 3. It is seen that the 3 dBs bandwidth is aproximatively

$$(1.5 - 1/1.5)f_0 = 0.833\, f_0.$$

The complete scheme is given in Fig. 4. The used operational amplifier was βA741JN. Another advantage of these networks consists in the fact that they can be connected one after another because their gain at the frequencies 0 and ∞ is 1.

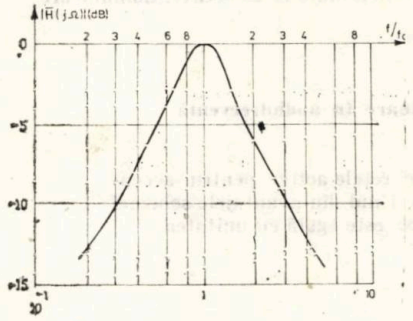


Fig. 3

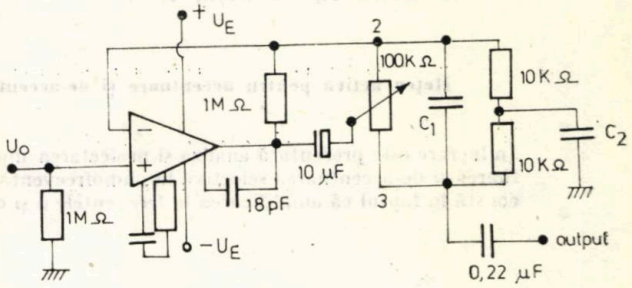


Fig. 4

Typical values of the components for $b = 10$, $k = 15$ and for 10 octaves are given in Table 1.

Table 1

Typical Values for the Components of the Selective Networks, when $R < 10\ k\Omega$, $b = 10$, $k = 15$ and f_0 Covers the Audio Range

f_0 Hz	C_1 nF	C_2 nF
33	68+68	1000+1000
65	47+22	680+330
125	33+3 3	470+68
250	15+3.3	200+47
500	6.8+2.2	100+33
1000	2.2+2.2	68
2000	2.2	33+1
4000	1+0.1	15+2.2
8000	0.47+0.1	6.8+1.5
16000	0.22+0.068	4.7

4. Conclusions

A complete analysis and design of a control-tone network has been given. The analysis also shows the important advantages of this network when used for several octaves.

REFERENCES

1. (*Colectiv*), Mikroelektronic in der Praxis der Amateur. Dresda, 1985.
2. G. *Cartianu, M. Săvescu, I. Constantin, D. Stanomir*, Semnale, Circuite și Sisteme, Editura didactică și pedagogică, București, 1980.
3. *D. Stanomir, Ad. Iftime*, Egalizor cu blocuri în cascadă funcționînd în 10 octave. Comunicare CNETAC II, București, 1986.

Rețea activă pentru accentuare și de-accentuare în audiofrecvență

În lucrare este prezentată analiza și proiectarea unei rețele active pentru accentuarea și de-accentuarea selectivă în audiofrecvență. Unul din avantajele schemei constă în faptul că amplificarea la frecvențele 0 și ∞ este egală cu unitatea.

C.Z.: 621.395.7

CONTROL ANALITIC AL PIERDERILOR DE APELURI INTR-O CENTRALĂ TELEFONICĂ CU COMANDĂ CENTRALIZATĂ

GRAZZIELA NICULESCU *

După o descriere generală a unui apel telefonic, se indică modelul de trafic adecvat diferitelor blocuri funcționale dintr-o centrală de abonați.
Este analizată fiecare fază de prelucrare a unui apel local, pe baza modalității de scurgere a traficului.
Analiza conduce la evaluarea pierderilor, cu precizarea surselor de pierderi.

1. Apelul telefonic și prelucrarea lui în centrale de abonați

Apelul telefonic este prin definiție orice tentativă de stabilire a unei legături între doi abonați ai rețelei telefonice. Rețeaua telefonică este ansamblul complex ce conține toate mijloacele de comutație și de transmisie capabile să satisfacă cererile de comunicație ale abonaților săi.

Nu trebuie confundat apelul telefonic cu convorbirea telefonică, știut fiind că o bună parte a apelurilor nu conțin etapa de convorbire (apeluri nesatisfăcute) sau chiar dacă o conțin (apeluri satisfăcute), durata apelului este superioară celei de convorbire, datorită etapelor de prelucrări tehnice premergătoare convorbirii.

Calitatea unei rețele telefonice în ansamblu sau a unei centrale telefonice, ca element de bază al ei, se determină într-o manieră generală prin procentul apelurilor satisfăcute față de numărul total de apeluri oferite într-un interval de timp dat.

Dacă ne referim la o centrală telefonică urbană sistem Pentaconta-1000 A (figura 1), cum sînt majoritatea celor din țara noastră, modul de prelucrare a unui apel este următorul:

Apelul inițiat de un abonat este identificat de centrală și un receptor de numerotare disponibil este pus la dispoziția abonatului (etapa de preselecție). Un traseu este angajat de-a lungul rețelei de concentrare a traficului (ESL chemător), prin intermediul căruia abonatul chemător primește semnalizarea „ton de disc". Unitatea centrală de comandă primește, memorează și analizează comanda de selecție (adresa abonatului chemat) transmisă de chemător. Conform primei părți a adresei, registrul, ca organ principal al unității de comandă, asociindu-și un marker de grup, comandă alegerea unui drum liber prin rețeaua de amestec a centralei pentru angajarea unui jonctor de ieșire disponibil în direcția solicitată (etapa selec-

* Șef lucrări dr. ing., catedra Radiocomuncații, telefonie și transmisiuni de date

ției de grup). Dacă apelul este local (abonatul chemat este conectat în aceeași centrală cu chemătorul), registrul, prin intermediul unui marker de linie comandă identificarea liniei chemate, conform conținutului ultimei părți a adresei (etapa selecției de linie). Dacă linia chemată este liberă, se anagajează pînă la ea un drum disponibil prin rețeaua de distribuție a traficului (ESL chemat), unitatea de comandă se eliberează și spre cei doi abonați se transmit semnalizările corespunzătoare. Convorbirea va începe dacă abonatul chemat răspunde la semnalizarea ce i se trimite, înainte ca abonatul chemător să renunțe la apelul său. Pentru alte categorii de apeluri (de intrare, de ieșire) traseele ce se angajează de-a lungul centralei pot fi identificate pe schema din figura 1, etapele prelucrării lor reluîndu-se în mod corespunzător.

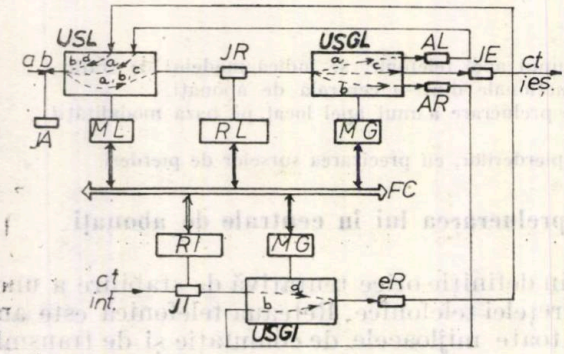


Fig. 1 — Structura generală a centralei urbane PC—1000A.

Pe parcursul prelucrării oricărui apel, fiecare etapă presupune și posibilitatea unui eșec, a terminării premature a apelului, fie datorită funcționării sau dimensionării defectuoase a rețelei, fie datorită comportamentului abonaților implicați în apel.

În cele ce urmează se propune o metodă de evaluare globală a pierderilor de apeluri și de evidențiere a surselor de eșec, pe baza analizei scurgerii traficului telefonic prin centrală.

2. Ipoteze de calcul

Elementul urmărit în analiză fiind traficul telefonic, se impun următoarele precizări :

— toate procesele de sosiri de apeluri sînt de tip Poisson și sînt definite prin valoarea intensității de trafic,

— pentru componentele rețelei de conexiune (concentratoare-distribuitoare de trafic și rețea de amestec) care au durate mari de angajare și comparabile cu durata apelului este valabil „modelul Erlang de trafic al sistemelor cu pierderi",

— pentru componentele unității de comandă, cu durate mici de angajare și fixe pentru fiecare tip de apel, este valabil „modelul Erlang de trafic al sistemelor cu așteptare",

— ruta suplimentară este cea de a doua alegere pentru traficul refuzat de ruta principală (directă); ea scurge trafic ne-poissonian pentru care este valabilă în condițiile sistemelor cu pierderi teoria Wilkinson a „traficului întîmplător echivalent",

— apelurile respinse nu sînt reînnoite, eventual, decît după un interval suficient de lung în raport cu durata medie de apel, astfel că pot fi considerate complet „noi", deci, constituind trafic oferit poissonian.

3. Prezentarea metodei de analiză

Pentru simplificarea prezentării ne oprim atenția asupra apelului local, scurs prin rețeaua centralei PC—1000A. El încearcă mai întîi prelucrarea pe ruta directă traseul a din figura 1), iar dacă aceasta este blocată, încearcă și ruta suplimentară (traseul b). Va fi definitiv pierdut dacă este respins și de acesta din urmă.

Starea rețelei de prelucrare a traficului este determinată de numărul apelurilor prezente în fiecare fază de prelucrare, precum și de starea componentelor ei accesibile acestor apeluri.

În prelucrarea apelului se disting următoarele categorii de faze:

3.1. — *Faze de așteptare tehnică* — (F_1, F_3, F_7) — sînt inițiate prin angajarea unor circuite de identificare a apelului, (JA, AL, AR, eR) și

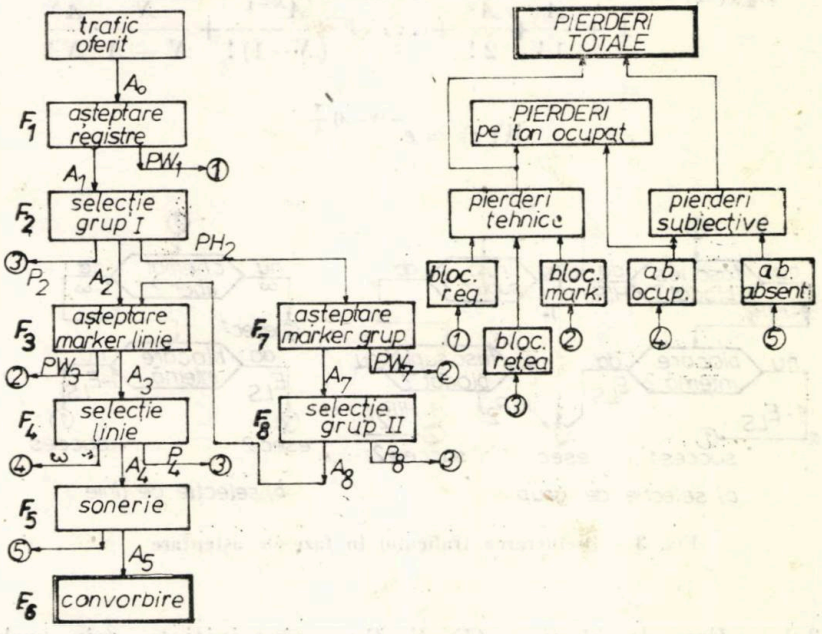


Fig. 2 — Faze de prelucrare a apelului local și surse de pierderi

finalizate prin angajarea unor organe de comandă (*RL*, *MG*, *ML*). Apelurile care găsesc organele de comandă accesibile lor blocate de alte apeluri anterioare sînt reținute în șirul de așteptare, ca trafic de așteptare și vor fi prelucrate pe măsura eliberării apelurilor anterioare (vor forma traficul întîrziat). Dacă însă așteptarea pe apel depășește o temporizare predeterminată, apelul este respins de sistem și devine pierdere. Pentru determinarea traficului scurs și a celui pierdut după așteptare îndelungată se folosește organigrama din figura 3a, știind că :

— $E_{2,N}(A)$ = probabilitatea de așteptare a traficului A pe grupul N dată de „formula C a lui Erlang",

— $W(\tau)$ = probabilitatea ca așteptarea medie pe apel $\left(m = \frac{h}{N-A}\right)$ să depășească temporizarea τ, h fiind durata medie de apel :

— temporizarea τ_a pentru registre reprezintă intervalul mediu de reacție a abonatului chemător la absența tonului de disc ($\tau_a = 30s$), — temporizarea τ_r pentru markeri reprezintă intervalul de control pe care registrul îl efectuează în mod automat asupra progresiei apelului ($\tau_r = 5s$),

$$E_{2,N}(A) = \frac{\frac{N}{N-A}\cdot\frac{A^N}{N!}}{1 + \frac{A}{1!} + \frac{A^2}{2!} + \ldots + \frac{A^{N-1}}{(N-1)!} + \frac{N}{N-A}\cdot\frac{A^N}{N!}} \qquad (1)$$

$$W(\tau) = e^{-(N-A)\frac{\tau}{h}} \qquad (2)$$

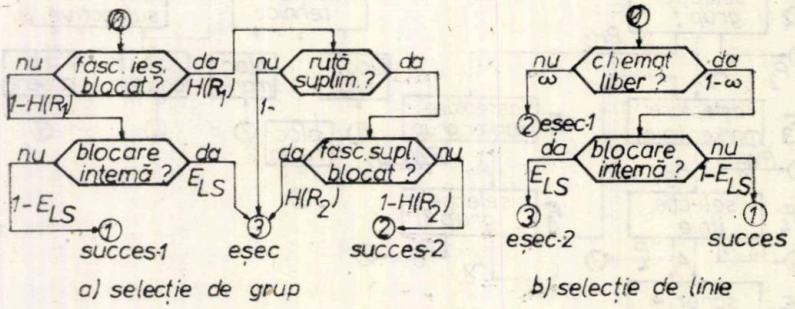


Fig. 3 — Prelucrarea traficului în faze de așteptare

3.2. — *Faze de selecție* — (F_2, F_4, F_8) — sînt inițiate prin preluarea apelurilor de către organele de comandă și finalizate prin angajarea jonc-

torilor adecvați. Pe durata acestor faze se încearcă stabilirea legăturilor de-a lungul rețelei de conexiune. Apelul va fi pierdut dacă circuitele de ieșire în direcția solicitată sînt ocupate (fascicul blocat) sau dacă ele sînt inaccesibile (blocare internă). Pentru determinarea volumelor de trafic se folosește :

— pentru selecția de grup — organigrama de prelucrare din figura 4a, în care : :— $H(R)$ = probabilitatea condiționată ca într-un grup N, cu accesibilitate totală, R organe să fie ocupate, celelalte (N — — R) fiind într-o situație oarecare, dacă traficul oferit grupului este A; valoarea ei este calculată cu formula Conny-Palm :

$$H(R) = \frac{E_{1,N}(A)}{E_{1,N-R}(A)} \tag{3}$$

— E_{LS} = probabilitatea de blocare a traficului A într-un element de selecție de tip „link-sistem" cu N ieșiri și cu f linkuri intermediare de sarcină b; valoarea ei se calculează cu formula Jacobaeus :

$$E_{LS} = \frac{E_{1,N}(A)}{E_{1,N}\left(\frac{A}{b^f}\right)} \tag{4}$$

— $E_{1,N}(A)$ = probabilitatea de pierdere a traficului A pe grupul N, calculată cu „formula B a lui Erlang",

$$E_{1,N}(A) = \frac{\frac{A^N}{N!}}{1 + \frac{A}{1!} + \frac{A^2}{2!} + \ldots + \frac{A^N}{N!}} \tag{5}$$

— pentru selecția de linie — organigrama de prelucrare din figura 4b care precizează că înaintea căutării drumului prin rețeaua de conexiune se execută verificarea stării liniei chemate, ω fiind probabilitatea ca linia chemată să fie ocupată de un apel anterior (parametru al modelului de trafic al abonatului).

3.3. — *Faze de așteptare subiectivă* — (F_5) — încep în momentul debutului semnalizării cu curent de sonerie și se termină prin manevra unuia dintre abonați. Tranziția se face fie spre convorbire (răspuns la

chemat), fie spre sfîrșit de apel (renunțare din partea chematorului). Ieșirea din aceste faze depinzînd numai de comportamentul abonaților, volumele de trafic scurs se calculează în funcție de parametrii modelului de trafic al abonatului (organigrama din figura 3b) și acceptînd o lege de distribuție exponențială pentru probabilități. Parametrii considerați sînt : — in-

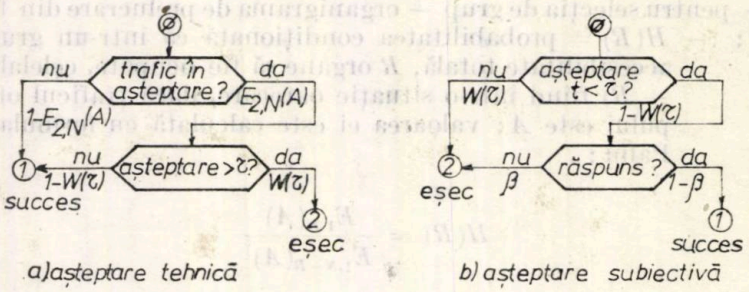


Fig. 4 — Prelucrarea traficului în faze de selecție

tervalul mediu de răbdare a chemătorului în așteptarea răspunsului întîrziat al chematului ($\tau_n = 60s$),

— probabilitatea ca abonatul chemat să nu reacționeze la recepția semnalului de sonerie ($\beta = 0{,}08$)

3.4. — *Faze de convorbire* — (F_6) — inițiate prin răspunsul chematului și finalizate prin închiderea aparatului la una din extremitățile circuitului de convorbire. Apelurile ajunse în aceste faze se adună separat, ca volum al traficului satisfăcut. Aceste apeluri sînt singurele care se taxează în funcție de distanță și de durată a convorbirii.

Fiecare fază de prelucrare este o consecință a tranzițiilor anterioare, iar volumul de trafic caracteristic fiecăreia conține informați ireferitoare la comportarea întregii rețele pînă în acel punct. Pentru fiecare fază de selecție se scrie ecuația conservării traficului prin rețea :

$$A_{oferit} = A_{scurs} + A_{pierdut} \qquad (6)$$

ținîndu-se seama de succesiunea fazelor (figura 2) și utilizîndu-se formulele anterior precizate de evaluare a probabilităților, în mod adecvat fiecărui tip de pierdere de apel.

Datele numerice necesare în aplicarea metodei de analiză sînt :

— volumul intensității traficului oferit pe diferite relații de comunicație,

— numărul registrelor și a perechilor de markeri,

— numărul jonctorilor repartizați pe direcții de ieșire,

— durate medii de apel pe diferite categorii,

— parametrii modelului de trafic al abonatului.

4. Concluzii

Metoda de analiză propusă poate fi folosită în două direcții diferite și anume :

— practica de proiectare a echipamentelor de comutație, pentru verificarea respectării normelor de calitate a serviciului telefonic, pe baza volumelor estimative de trafic și considerînd o funcționare perfectă a tuturor componentelor centralei,

— gestiunea rețelei telefonice, pentru determinarea cu exactitate a punctelor de blocare a traficului, pe baza observațiilor reale de trafic.

În ambele situații, în raport cu rezultatele aplicării metodei, pot fi luate măsuri corective.

Se știe că orice echipament de comutație se dimensionează în funcție de valoarea medie a intensității de trafic A_0 ce urmează a fi scurs. Dar traficul real oferit unei centrale are o variație foarte neuniformă în decursul a 24 ore, atingînd valori de pînă la 1,75 A_0 dar foarte scurt timp, cel mult 1—2 ore, valori de (0,75 — 0,25) A_0 în decursul unor perioade însumînd maximum 8 ore sau de numai (0 — 0,15)A_0 în rest.

Înseamnă că în marea majoritate a zilei echipamentele funcționează sub posibilități și deci neeconomic.

Pentru țara noastră, de mică întindere geografică pe direcția est-vest, momentele de vîrf de trafic sau de trafic scăzut coincid pe tot teritoriul și pot fi determinate cu exactitate, pe zile și pe anotimpuri.

Pentru perioadele de trafic scăzut o serie de echipamente, judicios determinate numeric prin aplicarea metodei propuse, ar putea fi scoase din funcțiune, executîndu-li-se în acest interval lucrări de întreținere. S-ar obține astfel o utilizare eficientă a echipamentelor pe tot cursul zilei, fără a prejudicia cu nimic serviciul telefonic spre utilizator, precum și o asigurare în plus că în perioadele de vîrf de trafic toate organele sînt în perfectă stare de funcționare.

Rezultatele aplicării teoretice a metodei propuse au evidențiat faptul că pentru un volum de trafic de 1,25A_0 reducerea numărului de registre cu 10 % este deosebit de periculoasă, producînd creșterea de 10 ori a pierderilor, în timp ce pentru un trafic 0,75 A_0 reducerea cu 20 % a acelorași organe produce obținerea de pierderi în valoare nominală.

Pentru alimentatori locali, reducerea cu 10 % a numărului lor provoacă dublarea pierderilor în selecția de grup, dar existența rutei suplimentare menține în limite acceptabile volumul pierderilor pe ansamblul centralei.

În procentul global de pierderi, contribuția abonaților reprezintă aproximativ 20 % și ea nu poate fi influențată decît cel mult prin generalizarea serviciului de răspuns automat, cu înregistrare de mesaje, ceea ce ar reduce sau anula probabilitatea ca abonatul chemat să nu răspundă la apel. Înseamnă că obiectivul ideal pentru funcționarea unei rețele telefonice este obținerea unei calități a serviciului de 80 %, ceea ce se poate realiza printr-o optimă dimensionare și o perfectă funcționare.

Metoda de analiză, detaliată pentru apelul local, se poate aplica fără dificultăți pentru orice tip de apel și pentru orice categorie de centrală telefonică, pe baza unor organigrame de prelucrare a traficului întocmite în mod corespunzător.

BIBLIOGRAFIE

1. *P. Fadier*, ,,Architecture des réseaux des télécommunications'' — ed. 1981.
2. *A. Guerrero, A. Somoza*, ,,Contrôle dynamique de la surcharge'' — Rev. des Télécom nr., 1/1980, pg. 37—45.
3. *G. Niculescu, M. Modoran*, ,,Comportarea la suprasarcină a rețelelor telefonice ierarhizate'' Buletin de informare științifică și tehnică, M.T.TC., nr. 2/1982, pg. 1—12

Contrôle analytique des appels perdus dans un central téléphonique à commande centralisée

Après une description générale de l'appel téléphonique, on indique le modèle du trafic adéquat aux blocs fonctionnels divers d'un central d'abonnées. Les phases du traitement d'appel sont analysées sur la base de la manière d'écoulement du trafic. Cela permet l'évaluation des pertes et la détermination rigoureuse de toutes leurs sources.

C.Z. :621.38

DETERMINĂRI EXPERIMENTALE EFECTUATE CU DISPOZITIVE EO

P. ȘCHIOPU, CARMEN ȘCHIOPU *

Este prezentată o metodă de determinare a unor parametri de material elastici, optici și elasto-optici pe baza fenomenului de interacție elasto-optică de tip Raman-Nath.

De asemenea sînt prezentate principalele rezultate experimentale obținute de autori.

1. Introducere

Dispozitivele EO sînt dispozitive optodielectrice a căror funcționare se bazează pe fenomenul de interacție dintre o undă elastică și o undă optică; rezultatul acestei interacții constă în modificarea elementelor caracteristice ale undei optice.

Interacția de tip Raman-Nath se caracterizează prin faptul că direcțiile de propagare ale undelor elastice și optice sînt perpendiculare; conform figurii 1 unda elastică se propagă pe direcția Ox, producînd o variație sinusoidală a indicelui de refracție a mediului, de valoare n_0 în absența deformării

$$n = n_0 + \Delta n \sin \omega(t + x_1/v_d) \tag{1}$$

unde ω și v_d sînt frecvența unghiulară și viteza de fază a undei elastice, iar Δn amplitudinea variației indicelui de refracție.

Unda optică se propagă pe direcția Ox_2 avînd expresia următoare

$$a = A \cos\left(\Omega t - \frac{2\pi}{\Delta_0} n x_2\right) \tag{2}$$

unde A este amplitudinea undei considerate constantă (neglijînd absorbția optică) iar Ω și Δ_0 sînt pulsația și lungimea de undă în vid pentru unda optică.

La ieșirea din fasciculul elastic (x_2=1) rezultă o undă optică modulată în fază, fenomen care poate fi modelat cu o serie de surse optice

* Șef lucrări dr. ing., Asist. ing., catedra Tehnologie electronică și microelectronică

secundare caracterizate de coordonata x_1

$$a = AJ_0(\Delta\Phi)\cos(\Omega t + \Phi_0) + A\sum_{N=1}^{\infty} J_N(\Delta\Phi)[\cos(\Omega t + N\omega\tau + \Phi_0) + (-1)^N\cos(\Omega t - N\omega\tau + \Phi_0)] \quad (3)$$

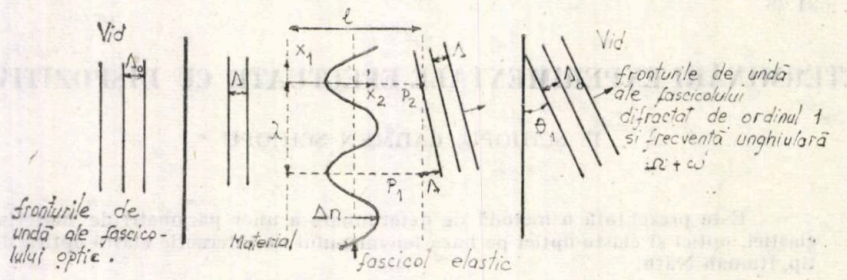


Fig. 1 — Configurația geometrică de interacție elasto-optică de tip Raman-Nath

unde :

J_N este funcția Bessel de speța întîi și de ordinul N ;

$$\Delta\Phi = -\frac{2\pi l}{\Delta_0}\cdot\Delta n;\quad \Phi_0 = -\frac{2\pi l}{\Delta_0}\cdot n_0;\quad \tau = t - \frac{x_1}{v_a} \quad (4)$$

Din condiția de difracție constructivă rezultă că la ieșirea din mediul de interacție EO va apare de o parte și de alta a fasciculului incident un spectru discret de fascicule optice de ordin N, avînd pulsația $\Omega \pm N\omega$, intensitatea $(AJ_N)^2$ și formînd cu direcția fasciculului incident un unghi θ_N

$$\theta_N = \arcsin N\frac{\Delta}{\lambda}$$

unde λ este lungimea de undă elastică, iar Δ lungimea de undă optică în mediul considerat. Interacția de tip Bragg se caracterizează prin faptul că direcția de propagare a undelor elastice și optice formează un unghi $\pi/2 - \alpha$, unde unghiul α, numit unghi Bragg are valoarea

$$\alpha = \arcsin(s/2\lambda) \quad (5)$$

În acest caz numai interferența fasciculului optic de ordinul I, de pulsație $\Omega \pm \omega$ este constructivă, celelalte ordine dispărînd în urma difracției ; acest fascicul formează un unghi de emergență $\alpha_e = \alpha$, astfel încît fasciculul incident este deviat cu un unghi total proporțional cu frecvența undei elastice

$$\alpha_t = \alpha_i + \alpha_e = 2\alpha \simeq \Delta/\lambda = \Delta_0 \cdot f/nv_a \quad (6)$$

unde f este frecvența undei elastice.

Intensitatea i_1 a fasciculului emergent de ordinul I este determinată de intensitatea undei elastice, conform expresiei următoare

$$i_1 = i_i \sin^2\left(\frac{\pi l}{\Delta_0}|\Delta n|\right) = i_i \sin^2\left(\frac{\pi \cdot l}{\Delta_0}, \sqrt{\frac{MP}{2}}\right) \tag{7}$$

unde i_i este intensitatea fasciculului incident;
Δn este amplitudinea variaţiei indicelui de refracţie

$$|\Delta n| = n^3 \cdot p \cdot S/2 \tag{8}$$

p, S sînt componentele corespunzătoare ale tensorului EO şi respectiv ale deformaţiei elastice;
P este densitatea de putere a undei elastice

$$P = \rho v_d^3 \cdot S/2 \tag{9}$$

ρ este densitatea de material;
M este factorul de merit al materialului

$$M = p^2 n^6/\rho \cdot v_d^3 \tag{10}$$

Determinările experimentale efectuate cu ajutorul dispozitivului elasto-optic, a cărui tehnologie de realizare a fost prezentată în [5] au avut ca scop evidenţierea fenomenului de interacţie elasto-optică şi determinarea principalilor coeficienţi elastici şi optici ai următoarelor materiale izotrope elasto-optice: apă distilată, tetraclorură de carbon, tricloretilenă, acetonă şi benzen.

2. Determinarea coeficientului de elasticitate

Pentru determinarea experimentală a coeficientului de elasticitate a fost utilizat dispozitivul EO în montajul din figura 2.

Sursa de lumină S este un tub cu descărcare în vapori de mercur care în regim de funcţionare optim furnizează lumină de intensitate optică de 50 000 lumeni (= 385 W); sursa este montată pe un suport izolator de ceramică în interiorul unei cutii metalice de protecţie împotriva radiaţiei optice şi mai ales ultraviolete; răcirea sursei optice se realizează cu două ventilatoare.

Lentila condensatoare L_1 are distanţa focală de 11 cm şi diametrul de 8 cm, fiind montată pe un suport care poate culisa pe direcţia principală x_3 de propagare a luminii.

Filtrul optic F transformă lumina într-o radiaţie monocromatică cu lungimea de undă $\Delta_0 = 586$ nm; filtrul este montat pe un suport care permite reglarea poziţiei acestuia.

Fanta metalică F_1 este circulară fiind situată astfel încît poziţia sa să corespundă imaginii sursei S formată de lentila condensatoare L_1 şi totodată planului focal al lentilei colimatoare L_2.

Lentila L_2, avînd distanţa focală de 35 cm şi diametrul de 16 cm permite obţinerea unui fascicul optic paralel.

Lentila obiectiv L_3, situată la 15 cm de dispozitivul EO are o distanţă focală de 135 cm şi joacă rolul de obiectiv pentru ecranul E.

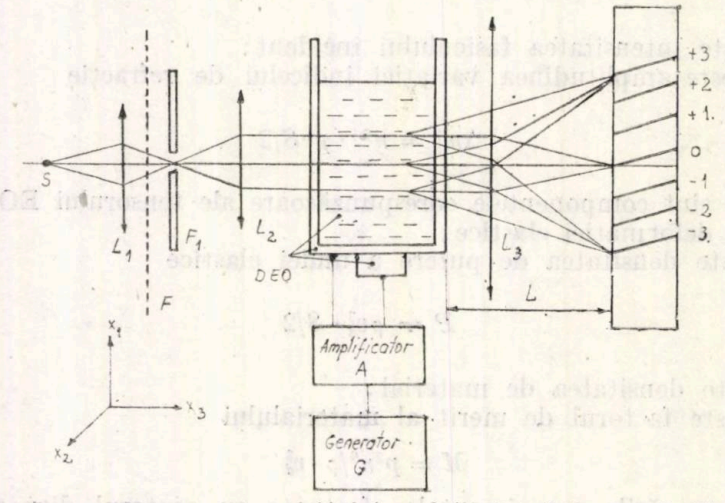


Fig. 2 — Montajul experimental pentru determinarea parametrilor de material utilizînd un dispozitiv EO cu mediu de interacţie lichid

Toate componentele sînt fixate pe un banc optic de lungime 2 m, realizat din fontă.

Generatorul G utilizat este un generator de funcţii de tip TM515, avînd rezistenţa internă $R_g = 50$ ohm, $U_{VV} = 0 \div 10$ V şi frecvenţa reglabilă în domeniul $0 \div 40$ MHz.

Amplificatorul de radiofrecvenţă A utilizat este un amplificator realizat în laborator avînd următoarele performanţe:

— factorul de amplificare 10;
— tensiune maximă de ieşire $U_{VV} = 100$ V;
— sarcina capacitivă $20 \div 100$ pF;
— banda de frecvenţă $1 \div 25$ MHz;
— reglajul frecvenţei se face brut în 7 trepte şi fin;
— puterea maximă 10 W;
— alimentare 250 V.

Fotodetectorul montat în locul ecranului E) utilizat pentru determinarea poziţiei exacte a diferitelor ordine de difracţie este, de asemenea, realizat în laborator şi are următoarele caracteristici de funcţionare:

— intensitatea luminoasă măsurabilă în trei trepte:

$$0 \div 5\ 1x;\ 0 \div 50\ 1x \text{ şi } 0 \div 500\ 1x;$$

— traductorul opto-electric este un fototranzistor ROL31;
— sensibilitatea spectrală max mă 0,01 mA/1x pentru $\Delta_0 = 800$ nm;
— caracteristica dinamică 0,005 mA/1x pentru $\Delta_0 = 586$ nm.

Cu ajutorul acestui montaj a fost efectuat un grup de măsurători avînd ca scop determinarea vitezei de propagare a undei elastice în diferite lichide, precum și a coeficientului de elasticitate corespunzător. În acest scop toate componentele de pe bancul optic au fost poziționate astfel încît raza optică să treacă prin centrul acestora, iar dispozitivul EO care conține lichidul de experimentat a fost fixat astfel încît să se realizeze incidența normală a luminii pe fasciculul elastic; s-a determinat astfel poziția pe ecran a fasciculului i_t. Prin excitarea traductorului piezoelectric de cuarț de grosime 80 μm cu un semnal sinusoidal de valoare eficace 100 V și frecvență 10 MHz, s-a obținut pe ecran figura de difracție determinată de interacția EO (figura 3 a, b); utilizînd un atenuator optic adecvat s-au eliminat ordinele superioare de difracție, obținîndu-se figura de interacție EO, conform figurii 3c care conține numai i_0, i_{+1} și i_{-1}; poziția maximului i_{+1} este mult mai clar delimitată în acest caz.

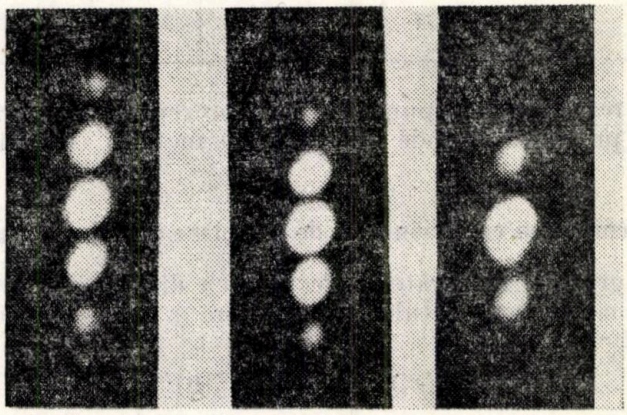


Fig. 3 — Imagini ale fasciculului optic emergent rezultat în urma interacției cu o undă longitudinală

În cazul în care intensitățile fasciculelor de ordinul + 1 și −1 nu sînt egale, se corectează poziția în plan vertical a dispozitivului EO pînă cînd cele două fascicule devin egale ca intensitate, acest fapt confirmînd condiția incidenței normale.

Se măsoară distanța dintre fasciculele i_{+1} și i_0 în plan vertical și se calculează unghiul de deflexie α_t

$$\alpha_t = \operatorname{arctg} \frac{b}{L} \tag{11}$$

unde $L = 200$ cm este distanța dintre dispozitivul EO și fotodetector.

Se calculează viteza de propagare a undei elastice în lichidul respectiv utilizînd relația (10) și coeficientul de elasticitate c_{11} din cadrul tensorului c_{ij} corespunzător undei elastice longitudinale generată de traductorul piezoelectric, utilizînd relațiile

$$v_d = \frac{\Delta_0}{n} \cdot \frac{f_0}{\sin \alpha_t} \tag{12}$$

$$c_{11} = \rho \cdot v_d^2 \tag{13}$$

Se obţin rezultatele din tabelul 1.

Tabelul 1

Valorile experimentale ale vitezei de propagare a undei elastice şi ale coeficientului de elasticitate pentru cîteva materiale

Mediu de interacţie EO	ρ [$\cdot 10^3$ kg/m^3]	n_1 [l]	b [mm]	α_t [$\cdot 10^3$ rad]	V_d [m/s]	C_{11} [$\cdot 10^{10}$ N/m^2]
Apă distilată	1	1,33	4,426	2,210	1502	2,252
Tetraclorură de carbon	1,58	1,45	6,53	3,317	919	1,351
Tricloretilenă	1,46	1,47	5,13	2,844	1023	1,523
Acetonă	0,785	1,35	5,48	2,796	1171	1,075
Benzen	0,874	1,5	4,63	2,322	1288	1,451

Aceste rezultate corespund valorilor prezentate în literatură, valori determinate prin alte metode (de exemplu metoda ecoului impulsului elastic).

3. Determinarea coeficientului de atenuare a undei elastice

Un alt grup de măsurători, efectuat cu dispozitivul EO a avut ca scop determinarea coeficientului de atenuare a undei elastice α_d care se defineşte astfel

$$S_{11}^2(x_1) = e^{-2\alpha_d x_1} \cdot S_{11}^2(0) \tag{14}$$

unde $S_{11}(0)$ este amplitudinea normată a vibraţiei unui punct material de coordonată $x_1 = 0$, iar $S_{11}(x_1)$ este amplitudinea normată a vibraţiei unui punct material de coordonată x_1,

Totodată, conform relaţiilor 3 şi 4

$$i_1 = J_1^2(\Delta\Phi) \tag{15}$$

unde argumentul $\Delta\Phi$ este proporţional cu amplitudinea vibraţiei elastice în punctul de interacţie EO (conform relaţiilor 8 şi 9).

Metoda utilizată se bazează pe relaţiile care derivă din ecuaţiile fundamentale ale interacţiei EO : se fixează poziţia dispozitivului EO astfel încît raza optică incidentă să treacă prin mediul EO la distanţa $x_1^{(1)}$ pe planul traductorului piezoelectric ; se localizează şi se măsoară $i_1[x_1^{(1)}]$ pentru valoarea U_1 a tensiunii electrice de excitare a traductorului. Se schimbă poziţia dispozitivului EO la distanţa $x_1^{(2)}$, constatîndu-se modificarea valorii intensităţii fasciculului de ordinul $+1$; se reglează amplitudinea tensiunii generatorului la valoarea U_2 astfel încît fasciculul deflectat de ordinul $+1$ să aibă aceeaşi intensitate ca în cazul distanţei $x_1^{(1)}$. În acest caz

$$\Delta\Phi[x_1^{(1)}] = \Delta\Phi[x_2^{(1)}]$$

deci

$$\alpha_d = \frac{1}{x_1^{(1)} - x_1^{(2)}} \ln \frac{U_1}{U_2} \tag{16}$$

unde se ţine seama de proporţionalitatea dintre amplitudinea vibraţiei traductorului şi amplitudinea tensiunii de comandă pentru un acelaşi mediu de interacţie EO. Modul de lucru a constat în fixarea frecvenţei generatorului sinusoidal la valoarea $f_s = 10$ MHz la amplitudinea $U_1 = 120$ V şi poziţionarea dispozitivului EO astfel încît coordonata $x_1^{(1)} = 3$ cm. Rezultatele obţinute sînt prezentate în tabelul 2, coeficientul de atenuare a undei elastice avînd valorile cele mai mici pentru apă distilată şi acetonă.

Tabelul 2

Valoarea coeficientului de atenuare pentru cîteva materiale

Mediul de interacţie EO	Apă distilată	Tetraclorură de carbon	Tricloretilenă	Acetonă	Benzen
$\Delta x_1 = x_1^{(1)} - x_1^{(2)}$ [$\cdot 10^{-3}$ m]	15	10	15	20	10
U_2 [V]	110	60,7	82,2	101	43,8
α_d [N_p/m]	6,12	69,31	25,59	8,41	101,5

4. Determinarea coeficienţilor tensoriali elasto-optici

In al treilea grup de măsurători efectuat cu dispozitivul EO a avut ca scop determinarea coeficienţilor tensorului EO, $p_{\alpha\beta}$, pentru cîteva materiale. Metoda constă în compararea randamentului interacţiei EO în două medii de interacţie : pentru aceeaşi poziţie a dispozitivului EO se determină cele două valori ale amplitudinii tensiunii electrice $U^{(1)}$ şi $U^{(2)}$, astfel încît intensitatea maximului de ordinul +1 rezultat din interacţia EO să fie aceeaşi pentru ambele medii de interacţie EO ; în acest caz conform relaţiilor 4 şi 8

$$\Delta\Phi^{(1)} = \Delta\Phi^{(2)}$$

şi

$$[n_1^{(1)}]^3 \cdot p_{11}^{(1)} \cdot S_{11}^{(1)} = [n_1]^3 \cdot p_{11}^{(2)} \cdot S_{11}^{(2)}$$

deci

$$S_{11}^{(1)}(x_1) = \frac{CU^{(1)} \cdot Q^{(1)}}{\sqrt{\rho^{(1)} \cdot [v_d^{(1)}]^3}} \cdot e^{\alpha_d \cdot x_1} \tag{17}$$

unde C este o constantă de proporţionalitate, iar $Q^{(1)}$ este coeficientul de transmisie a undei elastice de la cuarţul topit la mediul de interacţie (1)

$$Q^{(1)} = \frac{2 \cdot Z_d^{(1)}}{Z_d^{(1)} + Z_Q}$$

În formula anterioară Z_Q este impedanța caracteristică elastică a cuarțului topit, iar $Z_d^{(1)}$ este impedanța caracteristică elastică a mediului de interacție considerat

$$\frac{p_{11}^{(1)}}{p_{11}^{(2)}} = \left[\frac{n_1^{(2)}}{n_1^{(1)}}\right]^3 \cdot \frac{U^{(2)}}{U^{(1)}} \cdot \frac{Q^{(2)}}{Q^{(1)}} \cdot \left[\frac{c_{11}^{(2)} \cdot v_d^{(2)}}{c_{11}^{(1)} \cdot v_d^{(1)}}\right]^{1/2}$$

Deci cunoscînd coeficientul elasto-optic p_{11} al apei, poate fi determinat coeficientul p_{11} al oricărui alt mediu EO ; rezultă astfel tabelul 3, unde $x_1 = 10$ mm.

Tabelul 3

Valoarea coeficientului elasto-optic pentru cîteva materiale

Mediu de interacție EO	Apă distilată	Tetraclorură de carbon	Triclor etilenă	Acetonă	Benzen
$U^{(1)}$, $U^{(2)}$[V]	53,3	47,7	43,8	134,7	43,1
$Q^{(1)}$, $Q^{(2)}$	0,205	0,2	0,202	0,131	0,158
P_{11}	0,375	0,511	0,486	0,368	0,552

Valorile parametrilor de material elasto-opticideterminați experimental, comparate cu valorile prezentate în literatură, confirmă corectitudinea metodei experimentale utilizate.

BIBLIOGRAFIE

1. *R. Torguet*, Déviation et modulation de la lumière par effect opto-acoustique, L'onde Electrique, *53*, 1973, p. 384.
2. *P. Șchiopu*, Dispozitive optodielectrice pentru prelucrarea fasciculului laser în vederea transmiterii informației. Teză de doctorat, 1980.
3. *P. Șchiopu, S. Vasilescu*, Dispozitive dielectrice și magnetice, I.P.B., 1979, p. 161.
4. *P. Șchiopu, C. Șchiopu*, Dispozitiv EO cu traductor piezoelectric de cuarț și mediu de interacție lichid. Buletin IPB,
5. *P. Șchiopu*, Construcția și tehnologia componentelor electronice, IPB, 1982, p. 112.

Experiments with Acousto-Optic Devices

In this present paper, the authors intended to establish some of the elastic, optic and acousto — optic coefficients values, based on the Raman — Nath acousto — optic type interaction.

There are also presented the most important results obtained by using this method.

C.Z.: 681.327.8: 519.728.2

OPTIMUM DISCRETE REPRESENTATION OF SIGNALS (PART II: DISCRETE LEGENDRE TRANSFORM AND ITS APPLICATION FOR SIGNAL INTERPOLATION

V. E. NEAGOE*

A new orthogonal transform called Discrete Legendre Transform (DLT) is introduced in relation with the nonuniform sampling theorem given in Part I of this paper. It provides a new discrete representation of the signal energy. By the DLT, we point out a bridge between the world of quantum physics and that one of signal processing. Using the proposed nonuniform sampling in cascade with the now introduced DLT, we deduced a high accuracy formula for sampling reconstruction.

Within this section, we introduce a new orthogonal transform, which we call the Discrete Legendre Transform (DLT) in connection with the previously presented nonuniform sampling theorem. The relation between the DLT and Theorem 1 is given by the following elements:

(i) the common assumption that the signal to be processed is expressed by a polynomial or, equivalently, by a finite Legendre sum.

(ii) the signal samples, taken at the sampling moments given by Theorem 1 are put into a vector which is transformed by the DLT matrix.

Preliminaries

Consider a real-valued signal $\{f(t),\ t \in [0,\ L],\ f \in \mathcal{L}^2_{(0,L)}\}$, which is assumed to be expressed by a polynomial of maximum degree $N-1$. Then, relations (43) and (44) are valid. If we substitute $t = t_i$ in (43), where t_i are given by (36) and (23), we yield

$$f(t_i) = \sum_{k=0}^{N-1} B_k L_k \left(2 \frac{t_i}{L} - 1\right),\ 0 \leqslant i \leqslant N-1 \qquad (52)$$

We will further prove that the system (52) is characterized by an orthogonal matrix, therefore it can be easily invertable. The pair of relations (52) and (44) defines the now-introduced Discrete Legendre Transform.

* Lecturer Dr., Dept. of Applied Electronics

Lemma 5 : There exists the following recurrence relation for the orthonormated Legendre polynomials $L_j(x)$, $x \in [-1,1,]$

$$L_j(x) = a_j\, x\, L_{j-1}(x) - c_j\, L_{j-2}(x),$$
$$\left(j = 1, \ldots, N;\ L_{-1} = 0,\quad L_0 = \frac{1}{\sqrt{2}}\right) \tag{53}$$

where

$$a_j = \frac{2j-1}{j}\sqrt{\frac{2j+1}{j}}, \tag{54}$$

$$c_j = \frac{j-1}{j}\sqrt{\frac{2j+1}{j+3}}. \tag{55}$$

Proof : From (13) and (15) obtain

$$\sqrt{\frac{2}{2j+1}}\, L_j(x) = \frac{1}{j}\left[(2j-1)\, x \sqrt{\frac{2}{2j-1}}\, L_{j-1}(x) - \right.$$
$$\left. - (j-1)\sqrt{\frac{2}{2j-3}}\, L_{j-2}(x)\right]$$

The proof is immediate.

Theorem 2: Denote

$$\underset{\sim}{\psi}_N = \begin{pmatrix} \frac{L_0(x_0)}{\mathcal{N}_0} & \frac{L_0(x_1)}{\mathcal{N}_1} & \cdots\cdots & \frac{L_0(x_{N-1})}{\mathcal{N}_{N-1}} \\ \frac{L_1(x_0)}{\mathcal{N}_0} & \frac{L_1(x_1)}{\mathcal{N}_1} & \cdots\cdots & \frac{L_1(x_{N-1})}{\mathcal{N}_{N-1}} \\ \vdots & \vdots & & \vdots \\ \frac{L_{N-1}(x_0)}{\mathcal{N}_0} & \frac{L_{N-1}(x_1)}{\mathcal{N}_1} & \cdots\cdots & \frac{L_{N-1}(x_{N-1})}{\mathcal{N}_{N-1}} \end{pmatrix} \tag{56}$$

where $L_j(x)$ is the j-th degree orthonormated Legendre polynomial ($j = 0, 1, \ldots, N-1$), x_k are the roots of the N—th degree Legendre polynomial (relation (23)), and

$$\mathcal{N}_k = \sqrt{\sum_{i=0}^{N-1} L_i^2(x_k)} = \frac{1}{\sqrt{\lambda_k}}, \tag{57}$$

λ_k being the Cristophell coefficients given by (24). Then, $\underset{\sim}{\psi}_N$ is an orthogonal and normalized matrix, i.e.

$$\underset{\sim}{\psi}_N \cdot \underset{\sim}{\psi}_N^t = \underset{\sim}{\psi}_N^t \cdot \underset{\sim}{\psi}_N = \underset{\sim}{I}_N, \tag{58}$$

where $\underset{\sim}{I}_N$ is the unitary matrix of order N, i.e., $\underset{\sim}{I}_N = \text{diag}\,(1, 1, \ldots, 1)$ and t denotes the transposition.

Proof: Relation (53) may be written as

$$x\,L_{j-1}(x) = \frac{c_j}{a_j}\,L_{j-2}(x) + \frac{1}{a_j}\,L_j(x) \qquad (j = 1, \ldots, N;\ L_0 = 1/\sqrt{2},\ L_{-1} = 0). \tag{59}$$

The N relations (59) can be equivalently expressed in the following matrix form

$$x\,\underset{\sim}{L}(x) = \underset{\sim}{T}\,\underset{\sim}{L}(x) + \left(\frac{1}{a_N}\right) L_N\,(x)\,\underset{\sim}{E}_N, \tag{60}$$

where

$$\underset{\sim}{L}(x) = (L_0(x)\ L_1(x)\ \ldots L_{N-1}(x))\,t, \tag{61}$$

$$\underset{\sim}{T} = \begin{pmatrix} 0 & \frac{1}{a_1} & 0 & \ldots & 0 & 0 \\ \frac{c_2}{a_2} & 0 & \frac{1}{a_2} & \ldots & 0 & 0 \\ 0 & \frac{c_3}{a_3} & 0 & \ldots & 0 & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & \ldots & 0 & \frac{1}{a_{N-1}} \\ 0 & 0 & 0 & \ldots & \frac{c_N}{a_N} & 0 \end{pmatrix} \tag{62}$$

and

$$\underset{\sim}{E}_N = (0\ 0\ \ldots\ 0\ 1)^t. \tag{63}$$

Relation (23) is equivalent to

$$L_N(x_k) = 0,\quad -1 < x_0 < x_1 < \ldots < x_{N-1} < 1. \tag{64}$$

Denoting

$$\underset{\sim}{L}(x_k) = \underset{\sim}{L}^k, \tag{65}$$

relation (60) becomes

$$x_k \underset{\sim}{L}^k = \underset{\sim}{T}\,\underset{\sim}{L}^k. \tag{66}$$

We deduce that x_k and $\underset{\sim}{L}^k$ represent the characteristic roots and, respectively, the characteristic vectors of the matrix $\underset{\sim}{T}$. We will further prove that $\underset{\sim}{T}$ is a symmetric matrix.

Relations (62), (54) and (55) lead to

$$\frac{c_j}{a_j} = \frac{1}{a_{j-1}} = \frac{j-1}{\sqrt{(2j-1)(2j-3)}}, \ (j = 2, \ldots, N). \tag{67}$$

Therefore, W is a real symmetric matrix, having distinct caharacteristic roots given by (64). The eigen vectors of a symmetric real matrix that correspond to distinct eigenvalues are orthogonal among themselves [7], [9].
Hence, ψ , given by (56), represents an orthogonal and normalized matrix, which fulfils (58).

Example 3. Let $P_4(x)$ be the 4-th degree Legendre polynomial (see (10)). By solving the equation $P_4(x) = 0$, i.e.,

$$35\,x^4 - 30x^2 + 3 = 0,$$

we obtain the following real and distinct roots, presented in an increasing order as follows

$$x_0 = -0.861136\,; \ x_1 = -0.339981\,; \quad x_2 = 0.339981\,; \ x_3 = 0.861136$$

It yields

$$\underset{\sim}{\psi}_4 = \begin{pmatrix} 0.417046 & 0.571027 & 0.571027 & 0.417046 \\ -0.622037 & -0.336257 & 0.336257 & 0.622037 \\ 0.571027 & -0.417046 & -0.417046 & 0.571027 \\ -0.336257 & 0.622037 & -0.622037 & 0.336257 \end{pmatrix}$$

which satisfies the condition

$$\underset{\sim}{\psi}_4 \cdot \underset{\sim}{\psi}_4^t = \underset{\sim}{\psi}_4^t \cdot \underset{\sim}{\psi}_4 = \underset{\sim}{I}_4$$

As a result of Theorem 2, we can prove now a relation which was given without a proof in the previous section.

Proposition 1 : Relation (34) is valid.

Prof : As a result of orthogonality of matrix $\underset{\sim}{\psi}_N$ (relation (58)), we can write

$$\sum_{k=0}^{N-1} L_k(x_i)\, L_k(x_j) = 0, \text{ for } i \neq j \tag{68}$$

and

$$\sum_{k=0}^{N-1} L_k^2(x_i) = \mathcal{H}_i^2 = \frac{1}{\lambda_i}, \tag{69}$$

therefore the proof is over.

Theorem 3 : Denote

$$\underset{\sim}{\Psi}_N^{DDLT} = \begin{pmatrix} \lambda_0 L_0(x_0) & \lambda_1 L_0(x_1) & \dots & \lambda_{N-1} L_0(x_{N-1}) \\ \lambda_0 L_1(x_0) & \lambda_1 L_1(x_1) & \dots & \lambda_{N-1} L_1(x_{N-1}) \\ \vdots & \vdots & & \vdots \\ \lambda_0 L_{N-1}(x_0) & \lambda_1 L_{N-1}(x_1) & \dots & \lambda_{N-1} L_{N-1}(x_{N-1}) \end{pmatrix} \tag{70}$$

and

$$\underset{\sim}{\Psi}_N^{IDLT} = \begin{pmatrix} L_0(x_0) & L_1(x_0) & \dots & L_{N-1}(x_0) \\ L_0(x_1) & L_1(x_1) & \dots & L_{N-1}(x_1) \\ \vdots & \vdots & & \vdots \\ L_0(x_{N-1}) & L_1(x_{N-1}) & \dots & L_{N-1}(x_{N-1}) \end{pmatrix} \tag{71}$$

Then,

$$\underset{\sim}{\Psi}_N^{DDLT} \cdot \underset{\sim}{\Psi}_N^{IDLT} = \underset{\sim}{\Psi}_N^{IDLT} \cdot \underset{\sim}{\Psi}_N^{DDLT} = \underset{\sim}{I}_N \tag{72}$$

Proof : We can easily verify using (68) and (69) that $\sum_{k=0}^{N-1} [L_k(x_i)]\lambda_j$ $L_k(x_j) = \delta_{kj}$, which implies

$$\underset{\sim}{\Psi}_N^{IDLT} \cdot \underset{\sim}{\Psi}_N^{DDLT} = \underset{\sim}{I}_N.$$

The remained part of the proof ($\underset{\sim}{\Psi}_N^{DDLT} \cdot \underset{\sim}{\Psi}_N^{IDLT} = \underset{\sim}{I}_N$) is immediate.

Example 4 : For $N = 4$, obtain

$$\underset{\sim}{\Psi}_4^{DDLT} = \begin{pmatrix} 0.2459705 & 0.4611363 & 0.4611363 & 0.2459705 \\ -0.3668728 & -0.2714566 & 0.2715466 & 0.3668728 \\ 0.3367876 & -0.3367876 & -0.3367876 & 0.3367876 \\ -0.19832226 & 0.5023294 & -0.5023294 & 0.19831226 \end{pmatrix} \tag{73}$$

$$\underset{\sim}{\Psi}_4^{IDLT} = \begin{pmatrix} 0.7071069 & -1.0546722 & 0.9681844 & -0.5701294 \\ 0.7071069 & -0.4163900 & -0.5164305 & 0.7702725 \\ 0.7071069 & 0.4163900 & -0.5164305 & -0.7702725 \\ 0.7071069 & 1.0546722 & 0.9681844 & 0.570129 \end{pmatrix} \tag{74}$$

Definition 1 (Discrete Legendre Transform) : Let there be the signal $\{f(t),\ t \in [0,L],\ f \in \mathcal{L}^2_{(0,L)}\}$ expressed by a polynomial of maximum degree $N-1$. Assume that $\underset{\sim}{T}_N = (t_k)_{k=0}^{N-1}$ and $\underset{\sim}{f}_N = (f(t_k))_{k=0}^{N-1}$ have the significances of Theorem 1, i.e.,

$$\underset{\sim}{f}_N = (f(t_0)\ f(t_1)\ \dots\ f(t_{N-1}))^t. \tag{75}$$

Denote

$$\underset{\sim}{B}_N = (B_0\ B_1\ \ldots\ B_{N-1})^t. \tag{76}$$

The pair of relations

$$\underset{\sim}{B} = \underset{\sim}{\Psi}_N^{DDLT} \cdot \underset{\sim}{f}_N \tag{77}$$

and

$$\underset{\sim}{f}_N = \underset{\sim}{\Psi}_N^{IDLT} \cdot \underset{\sim}{B}_N, \tag{78}$$

define a new transform which we have called the Discrete Legendre Transform (DLT). The matrices $\underset{\sim}{\Psi}_N^{DDLT}$ and $\underset{\sim}{\Psi}_N^{IDLT}$, given by (70) and (71), caracterize the Direct Discrete Legendre Transform ($DDLT$) and the Inverse Discrete Legendre Transform ($IDLT$), respectively.

Proposition 2. The pair of relations (77) and (78), which define the Discrete Legendre Transform, are equivalent to the pair (52) and (44).

Proof : The proof is obvious.

Theorem 4 (Interpolation) : Assume $\{f(t),\ t \in [0, L],\ f \in \mathcal{L}^2_{(0,L)}\}$ is a polynomial signal of maximum degree $N-1$; $\underset{\sim}{T}_N$, $\underset{\sim}{f}_N$ and $\underset{\sim}{B}_N$ have the significances of Definition 1 and Theorem 1. Then, the set of elements $(B_k)_{k=0}^{N-1}$ of the vector $\underset{\sim}{B}_N$ represents the coefficients for sampling interpolation corresponding to relations (43) and (44).

Proof : Relations (77) and (70) lead to

$$B_k = \sum_{j=0}^{N-1} \lambda_j [L_k(x_j)] f(t_j), \tag{79}$$

Since from (36), $x_j = 2\,(t_j/L) - 1$, we have $L_k(x_j) = L_k\,[2(t_j/L) - 1)]$ therefore (79) is equivalent to (44) and the proof is over.

Example 5 : Consider the signal $\{f(t) = e^{-t},\ t \in [0, 4]\}$. It results : the nonuniform sampling grid $T_4 = (0.2777273\ ;\ 1.3200379\ ;\ 2.6799620\ ;\ 3.7222726)^t$, the sample vector

$$\underset{\sim}{f}_4 = \begin{pmatrix} f(t_0) \\ f(t_1) \\ f(t_2) \\ f(t_3) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0.7575032 \\ 0.2671251 \\ 0.0685657 \\ 0.0241789 \end{pmatrix},$$

and the Discrete Legendre Transformed vector

$$\underset{\sim}{B}_4 = \begin{pmatrix} B_0 \\ B_1 \\ B_2 \\ B_3 \end{pmatrix} = \underset{\sim}{\Psi}_4^{DDLT} \cdot \underset{\sim}{f}_4 = \begin{pmatrix} 0.3470699 \\ -0.3229548 \\ 0.1502043 \\ -0.0456922 \end{pmatrix}.$$

The sampling interpolation is given by

$$\hat{f}(t) = \sum_{k=0}^{3} B_k L_k \left(\frac{t}{2} - 1 \right) = -0.0267131\ t^3 +$$

$$+ 0.2493392t^2 - 0.8104559t + 0.9639286.$$

The relative interpolation integral error is evaluated using the formula :

$$\varepsilon_r = \frac{\int_0^L [f(t) - \hat{F}(t)]^2 \, dt}{\int_0^L f^2(t) dt} 100[\%] = \left[1 - \frac{L \sum_{k=0}^{N-1} B_k^2}{2 \int_0^L f^2(t)\, dt} \right] 100\ \% \qquad (80)$$

It results

$$\varepsilon_r = 1.8428\ [\%].$$

Exemple 6 : Consider the signal $\left\{ f(t) = -\frac{5}{3} t^3 + 10\ t^2 - \frac{37}{3}\ t + \right.$

$\left. +16,\ t \in [0,4] \right\}$. It satisfies the conditions :

$$f(0) = 16,\ f(1) = 12,\ f(2) = 18,\ f(3) = 24\ \ f(4) = 20.$$

Using the same sampling grid $\underset{\sim}{T}_4$ as that given in Example 5. We obtain :

$$\underset{\sim}{f}_4 = \begin{pmatrix} 13.310317 \\ 13.310924 \\ 22.689077 \\ 22.689683 \end{pmatrix},$$

and

$$\underset{\sim}{B}_4 = \begin{pmatrix} 25.455845 \\ 5.9876398 \\ 0.000000 \\ -2.8507855 \end{pmatrix}.$$

We deduce the sampling reconstructed signal

$$\hat{f}_3(t) = -1.6666\ t^3 + 10\ t^2 - 12.3333\ t + 16$$

and

$$\varepsilon_r = 0.$$

It is a confirmation that for polynomial signals, the interpolation performed according to Theorem 4, represents an exact reconstruction of the signal (without any errors, excepting the rounding off ones).

Theorem 5 (Energy) : Assume $\{f(t),\ t \in [0, L],\ f \in \mathcal{L}^2_{0,L}\}$ is a polynomial signal of maximum degree $N-1$: $\underset{\sim}{f}_N$ and $\underset{\sim}{B}_N$ have the significances of Definition 1. Then, the signal energy may be expressed as

$$E_f = \|f\|^2 = \int_0^L f^2(t)\ \mathrm{d}t = \frac{L}{2} \sum_{k=0}^{N-1} B_k^2. \tag{81}$$

Proof : Taking into account relations (3), (43) and Teorem 4, we obtain :

$$E_f = \int_0^L \left[\sum_{k=0}^{N-1} B\ L\left(2\frac{t}{L} - 1\right)\right]\left[\sum_{j=0}^{N-1} B_j\ L_j\left(2\frac{t}{L} - 1\right)\right]$$

Using the changing of variable $x = 2(t/L) - 1$, with $(L/2)\mathrm{d}x = \mathrm{d}t$, it leads to

$$E_f = \frac{L}{2} \sum_{k=0}^{N-1} \sum_{j=0}^{N-1} B_k\, B_j \int_{-1}^{1} L_k(x)\ L_j(x)\ \mathrm{d}x. \tag{82}$$

Using (16) in (82) we yield

$$E_f = L/2 \sum_{k=0}^{N-1} B_k^2,\ \text{q.e.d.}$$

Example 7 : We will comparatively present in Table 3 the computation of signal energy using the following expressions :

(1) Exact computation of integral (E_1 given by (47)) ;

(2) Uniform sampling and Discrete Fourier Trans form

$$E_4 = \frac{L}{2} \sum_{k=0}^{N-1} |\ X(k\omega_0)\ |^2, \tag{83}$$

where

$$X(k\omega_0) = \frac{1}{N}\sum_{m=0}^{N-1} f\left(m\frac{L}{N}\right) w^{km}, \quad (w = e^{-i\cdot\frac{2\pi}{N}}, \; i^2 = -1, \; \omega_0 = 2\pi/L).$$

(3) Nonuniform sampling and Discrete Legendre Transform (Denote by E_5 the expression given by (81)).

We can remark the equivalences $E_2 = E_4$ and $E_3 = E_5$, respectively.

The conclusions regarding the important advantage of Nonuniform Sampling and Discrete Legendre Transform over Uniform Sampling and Discrete Fourier Transform are immediate in Table 3. We find out again that for polynomial signals, the computation of energy by our method (Theorem 5, relation (81)) leads to an exact evaluation.

Table 3

Evaluation of Signal Energy by Nonuniform Sampling and Discrete Legendre Transform

$$\left(N = 4;\ f_1(t) = e^{-t},\ t \in [0,\ 4];\ f_2(t) = e^{-t},\ t \in [0,8];\right.$$
$$\left. f_3(t) = -\frac{5}{3}\,t^3 + 10t^2 - \frac{37}{3}\,t + 16,\ t \in [0,4]\right)$$

Energy / Signal	Exact Computation of Integral E_1	Reconstructed Energy from the Sample Set ($N = 4$)	
		by Uniform Sampling and Discrete Fourier Transform E_4	by Nonuniform Sampling and Discrete Legendre Transform E_5
$f_1(t)$	0.4998	1.1561	0.4988
$f_2(t)$	0.4999	2.0373	0.4714
$f_3(t)$	1383.957	1300.00	1383.957

Remark 6. We further point out some connections and parallelism between the world of quantum physics and our proposed model of discrete signal representation.

(a) The total number of samples N is the correspondent of the principal quantum number n in quantum mechanics and, respectively, the order k of the Legendre component ($k = 0,1,\ldots, N-1$) corresponds to the orbital quantum number l

(b) In quantum physics, the energy of a particle (electron) can have only discrete values depending on the principal quantum number n.(A more refined theory states the electron energy depends on both n and l). The orbital kinetic moment of the particle can have only discrete values depending on the orbital quantum number l.

(c) For the magnetic quantum number $m = 0$, and for the radial coordinate r = constant, the solution of the Schroedinger equation representing the particle state function ψ_l (whose square modulus $|\psi_l|^2$ is the probability for the particle to be in that state) is proportional to the Legendre polynomial $L_l(x)$, $x = \cos\theta$, $\theta \in [0,\pi]$ is one of the angular spherical coordinates. At the same time, the state functions ψ_l represent the eigenfunctions of the orbital kinetic moment operator (called Legendre operator).

(d) In our discrete signal representation model, for a given signal, $f \in \mathcal{L}^2$, and for a certain N, we have a discrete distribution of the signal energy $E_f = \|f\|^2 = \int_0^L f^2(t)\mathrm{d}t$, according to the order k of its Legendre components ($k = 0,1, \ldots N-1$). We call k as the orbital number and E_k as the elementary orbital energy; where

$$E_k = \frac{L}{2}(B_k)^2 \tag{85}$$

$$E_f = \sum_{k=0}^{N-1} E_k. \tag{86}$$

For any $t \in [0, L]$, the signal $f(t)$ can be expressed as a superposition of N orthonormated Legendre polynomials, each of them being multiplied by the corresponding coefficient B_k. The vector $\underset{\sim}{B}_N = (B_k)_{k=0}^{N-1}$ is obtained by applying the now introduced Discrete Legendre Transofrm on the vector $\underset{\sim}{f}_N = (f(t_k))_{k=0}^{N-1}$ containing the signal samples taken according to the nonuniform sampling Theorem 1. Corresponding to their elementaires energies, the components with low orbital numbers have a greater contribution for signal reconstruction, than that ones with high orbital numbers.

Remark 7. According to our proposed cascade (Non-uniform Sampling Theorem and Discrete Legendre Transform), we associate to every signal $\{f(t),\ t \in [0, L],\ f \in \mathcal{L}^2_{(0,L)}\}$ an N-dimensional vector $\underset{\sim}{B}_N = (B_k)_{k=0}^{N-1}$. We can select only $M < N$ coefficients, corresponding to their elementary orbital energies, so obtain $\underset{\sim}{B}_M = (B_{i_k})_{k=0}^{M}$. Consequently, we can use the Discrete Legendre spectral characteristics $\underset{\sim}{B}_M$ for feature extraction or data compression purposes.

Example 8: To evaluate the data compression (feature selection, respectively,) performance of the proposed model, we define the energy preservation ratio, η, as a function of data compression factor M, to be

$$\eta(M) = \frac{\sum_{k=0}^{M} B_k^2}{\sum_{k=0}^{N-1} B_k^2} 100\ [\%] \tag{87}$$

(assume $i_k = k$).

The numerical results are given in Table 4.

From Table 4, we can remark greater energy preservation ratios for polynomial signals; it seems naturally since the model was proposed for such signals. By comparing the results obtained for the exponential signals $f_1(t)$ and $f_2(t)$, we observe better preservation ratios for $f_1(t)$, where the four samples are taken within the interval $[0, 4]$; they contain more information about the exponental e^{-t}, than the four samples taken within $[0, 8]$.

Remark 8. We cannot simply compare the preservation ratio (for a given data compression factor) by nonuniform sampling and *DLT*, with the way of processing by uniform sampling and one of the well-known orthogonal transforms (Discrete Fourier Transform, Discrete Cosine Transform, and so on), both models using the same number of samples N per interval. For the second model, even if we retain all the orthogonal transform coefficients, the corresponding computed energy may have important errors; for uniform sampling and Discrete Fourier Transform (relations (83) and (84)), the numerical examples are given in Table 3. In opposition to that, our model leads to a very accurate expression of energy (Table 4).

Table 4

Energy Preservation Ratio by Nonuniform Sampling and Discrete Legendre Transform as a Function of Data Compression Factor

$$\left(N = 4;\ f_1(t) = e^{-t},\ t \in [0,4];\ f_2(t) = e^{-t},\ t \in [0,8];\right.$$
$$\left. f_3(t) = -\frac{5}{3}t^3 + 10t^3 - \frac{37}{3}t + 16,\ t \in [0, 4]\right)$$

Energy Preservation Factor [%] / Signal	$\eta(0)$	$\eta(1)$	$\eta(2)$	$\eta(3)$
$f_1(t)$	48.2976	90.1169	99.1629	100.00
$f_2(t)$	26.3867	70.64512	94.5431	100 00
$f_3(t)$	93.6448	98.8255	98.8255	100.00

Therefore, to perform a comparison of the two models, regarding their data compression properties, for the second model we have to use an uniform sampling with N_1 samples per interval ($N_1 \geq N$), so that the expression E_2 of energy (relation (48)) to have the same degree of accuracy as that given by E_3 (nonuniform sampling with N samples per interval and computation of energy by (41)). After uniform sampling, we apply an orthogonal transform and the energy preservation ratio is refered to the expression (83), which is computed using N_1 coefficients.

REFERENCES

1. *V. E. Neagoe*, ,,Optimum discrete representation of signals (Part I: Nonuniform sampling theorem),, , Buletinul IPB, Seria Electronică, Tomul XLVIII 1986, pp. 87—100.

Reprezentare discretă optimă a semnalelor
(partea a II-a: Transformarea Legendre Discretă şi aplicarea ei la interpolarea semnalelor)

Este introdusă o nouă transformare ortogonală denumită Transformarea Legendre Discretă (Discrete Legendre Transform-DLT), în relaţie cu teorema de eşantionare neuniformă prezentată în partea I a acestei lucrări. Această transformare furnizează un nou mod de reprezentare discretă a energiei semnalelor. Prin DLT, se poate stabili o conexiune între lumea fizicii cuantice şi aceea a prelucrării semnalelor. Utilizînd eşantionarea neuniformă propusă în cascadă cu Transformarea Legendre Discretă, s-a dedus o formulă de precizie ridicată pentru reconstrucţia semnalelor.

C.Z. : 681.32

EINSATZ VON DYNAMISCHEN SPEICHERN BEI DER ERWEITERUNG VON DISKETTEN-ORIENTIERTEN BETRIEBSSYSTEMEN

M. STERIU, H. HOFMANN, AL. STERIU *

Diese Arbeit beschreibt die Hard- und Softwarestruktur eines dynamischen Speichers zur Simulierung einer Floppy-Disketten Einheit

Einleitung

Zum gegenwärtigen Zeitpunkt verfügt man über leistungsfähige auf Diskettenarbeit orientierte Betriebssysteme so zB. CP/M, SCPX, SFDX, CP/A. Die Mehrzahl der Anwender verfügt allerdings nur über 2 Diskettenlaufwerke welche zur Bewältigung einiger Probleme, wie zB. die Arbeit mit Datenbanken, unzureichend sind. Zusätzliche Diskettenlaufwerke kann man durch dynamische RAM-Speicherblöcke ersetzen. Diese Speicher werden entsprechend den Spuren und Sektoren einer Diskette adressiert. Nach dem Aufbau und der Erprobung eines solchen Systems konnten folgende Vorteile konstatiert werden :

— Erhöhung der Arbeitsgeschwindigkeit durch die Verringernug der Zugriffszeit

— Erhöhung der Fiabilität

Beschreibung des Wirkungsprinzipes

Beim Kaltstart des Systems muss der Anwender über mindestens ein Laufwerk und eine Systemdiskette verfügen (Die Autoren arbeiteten mit dem Betriebssystem CP/M). Durch das Ersetzen von zusätzlichen Laufwerken durch eine bestimmte Anzahl von 64 kbyte RAM Speicherblöcken wird die Leistungsfähigkeit des Betriebssystemes erhöht. Die neuen Disketteneinheiten müssen dem Anwender als Laufwerke erscheinen welche mit formatierten und unbeschriebenen Disketten geladen sind.

---

* Assist. dr. ing. Katheder für Mikroelektronik und Technologie; Dipl. ing., Kombinat VEB Keramische Werke Hermsdorf, DDR; Dipl. ing., Betrieb für elektronische Rechner, Bukarest,

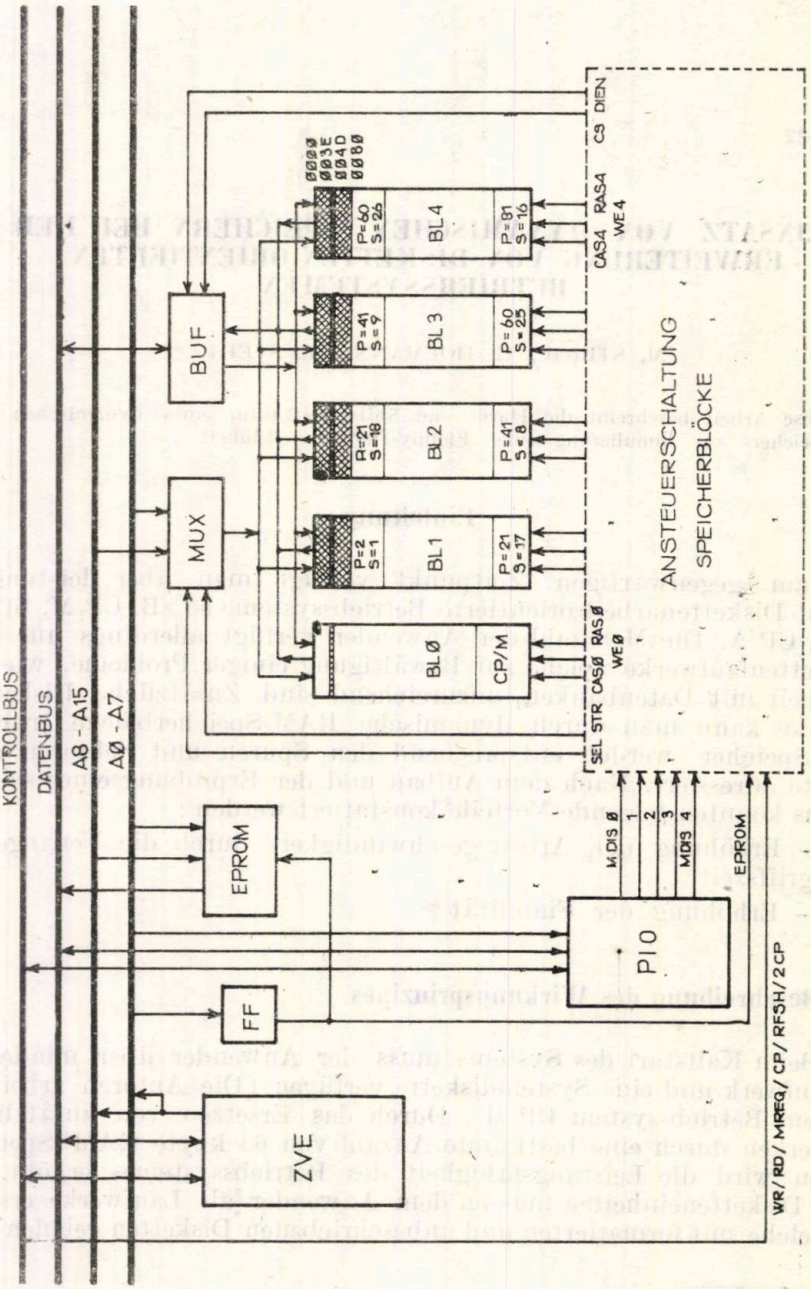

KONTROLLBUS
DATENBUS
A8 - A15
AØ - A7
BUF
MUX
EPROM
FF
ZVE
PIO
BLØ
CP/M
BL1
BL2
BL3
BL4
P=2 S=1
P=21 S=17
R=21 S=18
P=41 S=8
P=41 S=9
P=60 S=25
P=60 S=26
P=81 S=16
ØØØØ ØØ3E ØØ4D ØØ66
SEL STR CASØ RASØ WEØ
CAS4 RAS4 WE4
CS DIEN
ANSTEUERSCHALTUNG SPEICHERBLÖCKE
M1 DIS Ø 1 2 3 MDIS 4
EPROM
WR/ RD/ MREQ/ CP/ RFSH/ 2 CP

Bild. 1

Die Arbeit mit den einzelnen Files der neuen Einheiten (RAM Disk) erfolgt analog dem Umgang mit den klassischen Disketten.

Das Blockschema aus Bild 1 illustriert das Funktionsprinzip. Beim Einschalten des Systems (power-on reset oder normales reset) wird das System durch die im aktivierten Lade-EPROM gespeicherten Programme gesteuert. Durch diese Routinen wird folgendes realisiert :

1. Initialisierung periferer Schaltkreise
2. Speichertest
3. Einschreiben der Transferrutinen TRANON und TRANNO in jeden der 64 kbyte Speicherblöcke
   Diese Routinen können ein Byte aus dem Arbeitsspeicher in einen der sekundären 64 kbyte Blöcke und umgekehrt transferieren.
4. Füllen der RAM-Disk Blöcke mit dem hexadezimalen Code E5 ; Dadurch erscheint dem Anwender die RAM-Disk als eine formatierte unberschriebene Diskette welche allerdings keine Systemspuren besitzt.
5. Kopieren des gesamten EPROM Inhaltes in den Arbeitsspeicher
6. Desaktivierung des EPROM'S
7. Laden des Betriebssystemes wenn die Systemdiskette betriebsbereit war, sonst wird im Monitorprogramm des EPROM's verblieben

Das Vorhandensein der Rutinen TRANON und TRANNO in jedem Speicherblock ist notwendig, weil der Mikroprozessor durch dis Desaktivierung des EPROM's nur aus einen der durch einen PIO aktivierten 64 kbyte Speicherblöcke Befehle lesen kann. Es muss also ein kontinuierlicher Instruktionsfluss zum Prozessor gesichert werden. Nach jedem Befehl OUT, durch welchen der PIO einen anderen Block aktiviert, muss der Mikroprozessor in dem neu aktivierten Block den nächsten Befehl aus den Transferrutinen vorfinden. Der benötigte Speicherplatz für diese Routinen beträgt nur 16 Bytes. Auf Grund der Diskettenorganisation in Sektoren zu je 128 Bytes musste der Speicherplatz eines Sektors in jedem RAM-Disk Block für diese Transferrutinen geopfert werden. So verbleibt in jedem Block ein Speicherplatz fuer je 511 Sektoren. Fuer eine Diskette mit IBM Format (77 Spuren zu je 26 Sektoren einfache Dichte) sind 4 64 kbyte RAM Blöcke notwendig. Dabei können die ersten beiden Spuren vernachlässigt werden weil kein Zugriff auf die Systemspuren erfolgt. Deshalb ergribt sich folgende Speicherplatzverteilung :

Nr. Block	Adresse	Belegung
1.	0000—003D	nicht benutzt
	003E—004D	Routinen TRANON und TRANNO
	004E—907E	nicht benutzt
	0080—F77F	Spuren 2—20 zu je 26 Sektoren
	F780—FFFF	Spur 21 Sektoern 1—17
2.	0000—007F	wie im 1. Block
	0080—04FF	Spur 21 Sektoren 18—26
	0500—FBFF	Spuren 22—40 zu je 26 Sektoren
	FCOO—FFFF	Spur 41 Sektoren 1—8

3.	0000—007F	wie im 1. Block
	0080—097F	Spur 41 Sektoren 9—26
	0980—F37F	Spuren 42—59 zu je 26 Sektoren
	F330—FFFF	Spur 60 Sektoren 1—25
4.	0000—007F	wie im 1. Block
	0080—00FF	Spur 60 Sektor 26
	00100—D0FF	Spuren 61—76 zu je 26 Sektoren
	D100—FFFF	nicht benutzt

Es verbleibt ein freier Speicherplatz für zusätzliche 94 Sektoren. Das ermöglicht die Erweiterung der Diskettenkapazität bis zur Spur 81 Sektor 16.

Das klassische Schaltbild zur Ansteuerung des Arbeitsspeichers [1] wurde durch die Benutzung von 5 Ausgängen eines PIO'serweitert. Ein Ausgang wurde für die Aktivierung des Arbeitsspeichers benutzt, die anderen 4 für die Aktivierung der RAM-Disk Blöcke.

Der Zugriff auf einen Sektor einer Diskette erfolgt durch die Parameter SPUR und SEKTOR. Das Betriebssystem muss aus diesen beiden Parametern fuer die RAM-Disk die Blocknummer und die Anfangsadresse des durch den Sektor belegten Speicherraumes berechnen und für die Transferrutinen bereithalten. Deshalb müssen im BIOS-Modul der Betriebssysteme CP/M oder SCPX Veränderungen vorgenommen werden. Diese bertifft die Schreib- und Leseroutinen eines Sektores sowie die beschreibenden Parameter einer Diskette, welche der RAM-Disk angepasst werden muessen.

Hardware

Die Hardware wurde so konzipiert, dass eine Erweiterung für alle Mikrorechner möglich ist, welche den Zugriff zum Daten-Adressen- und Kontrolbus erlauben. Weiterhin muss die doppelte Systemtaktfrequenz vorhanden sein sowie die Möglichkeit den Arbeitsspeicher zu desaktivieren. Die Hardwarestruktur (Bild 2) umfasst die 4 Speicherblöcke zu je 64 kbyte (RAM-Disk, 32*4164) die Datenbuffer (2*8216), die Adresssenmultiplexoren (2*74157) und die Ansteuerschaltung der Speicherblöcke. Diese Schaltung erzeugt folgende Signale: Aktivierungssignale (CS), Richtung (DIEN) für die Buffer; Aktivierung und Selektion (STR, SEL) für die Multiplexer; Schreib- und Lesesignale ($\leqslant$E 0—4), Adressenselektion (CAS 0—4, RAS 0—4) für die Speicherblöcke. Die Schaltung benötigt folgende Signale: Selektion des Speicherblockes (MDIS 0—4); Selektion des EPROM's; Takt (CP) Takt mit doppelter Frequentz (2CP); $\leqslant$R, RD, MREQ, RFSH vom Z80 System. Die Erzeugung der Signale CS, STR, DIEN und $\leqslant$E 0—4 ist in Bild 2 illustriert. Die Aktivierungssignale der einzelnen Blöcke (RAS 0—4, CAS 0—4) werden in Abhängigkeit von MDIS 0—4 erzeugt. Dabei wird der Refreshvorgang simultan für alle Blöcke gewährleistet.

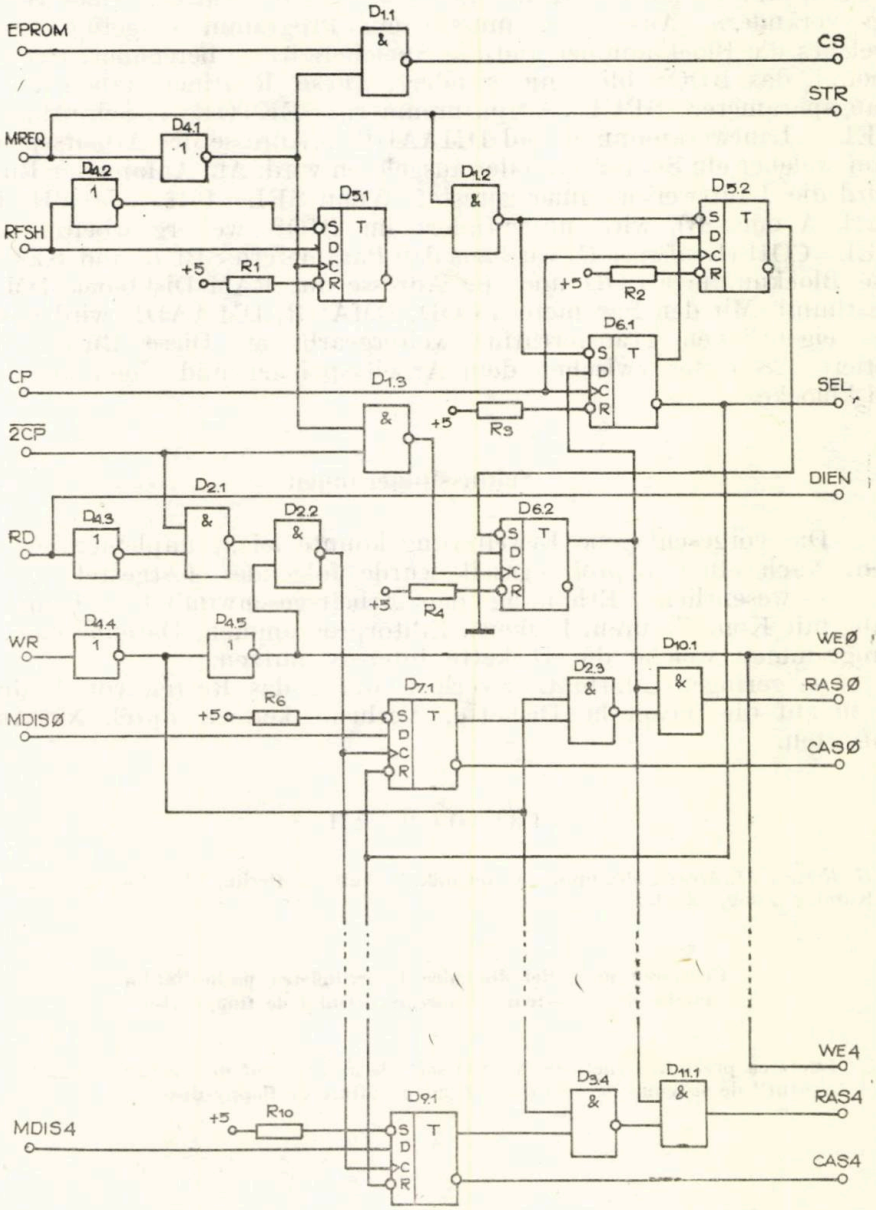

EPROM
MREQ
RFSH
CP
2CP
RD
WR
MDISØ
MDIS4
+5
R1
R2
R3
R4
R6
R10
D1.1
D1.2
D1.3
D2.1
D2.2
D2.3
D3.4
D4.1
D4.2
D4.3
D4.4
D4.5
D5.1
D5.2
D6.1
D6.2
D7.1
D9.1
D10.1
D11.1
S
D
C
R
T
&
1
CS
STR
SEL
DIEN
WEØ
RASØ
CASØ
WE4
RAS4
CAS4

Bild 2

Software

Um die Arbeit des Betriebssystemes mit der RAM-Disk zu gewährleisten, war es notwendig die Lese- und Schreibrutinen eines Sektores zu verändern. Ausserdem musste ein Programm eingefügt werden, welches die Blocknummer und die Speicheradresse berechnet. Der Basismodul, das BDOS blieb unverändert. Diese Routinen haben als Eingangsparameter SPUR . . . Spurnummer, SEKTOR . . . Sektornummer, SEL. . . Laufwerknummer und DMAADR. . . Adresse des Arbeitsspeichers von welcher ein Sektor ein- oder ausgelesen wird. Am Anfang der Rutinen wird die Lauftwerknummer getestet. Wenn SEL=40H oder 80H (Laufwerk A oder B), wird unverändert im BIOS weitergearbeitet. Wenn SEL=COH (Laufwerk C) wird aus den Parametern SPUR und SEKTOR die Blocknummer COD und die Adresse im RAM-Diskblock DMADR bestimmt. Mit den Parametern COD, DMADR, DMAADR wird nun mit der eigentlichen Transferrutine weitergearbeitet. Diese Rutine transferiert 128 Bytes zwischen dem Arbeitsspeicher und einen der RAM-Diskblöcke.

Schlussfolgerungen

Die vorgeschlagene Erweiterung konnte leicht implementiert werden. Nach einer Erprobungszeit wurde folgendes festgestellt:

— wesentliche Erhöhung der Arbeitsgeschwindigkeit beim Umgang mit Kompilatoren, Linkern, Editorprogrammen, Datenbanken, also Programmen welche die Diskette intensiv nutzen.

— geringer Informationsverlust durch das Retten von Endresultaten auf die physicshe Diskette, Verluste können durch Netzausfall auftreten.

BIBLIOGRAPHIE

1 *H. Kieser, M. Meder*, Mikroprozessortechnik, 3, Auflage, Berlin, VEB Verlag Technik 1985
2. Katalog Zilog, Mostek.

Utilizarea memoriei dinamice în extinderea posibilităților oferite de un sistem de operare orientat de floppy-disc

Lucrarea prezintă structurile hard și soft ale unui modul de memorie dinamică „văzut" de sistemul de operare ca fiind o unitate de floppy-disc.

C.Z.: 621.38

DISPOZITIVE EO CU TRADUCTOR PIEZOELECTRIC DE CUARȚ ȘI MEDIU DE INTERACȚIE LICHID

P. ȘCHIOPU, CARMEN ȘCHIOPU *

Este prezentat un dispozitiv de modulare a fasciculului optic bazat pe interacția elasto-optică realizat în cadrul laboratorului de dispozitive dielectrice și magnetice. Sînt prezentate totodată principalele probleme rezolvate în cadrul diferitelor etape tehnologice de realizare a dispozitivului EO.

1. Introducere

Fenomenul de interacție foton-foton a pus la dispoziție o metodă convenabilă de acționare asupra frecvenței, intensității și direcției fasciculului optic, determinînd dezvoltarea sistemelor de transmisie și prelucrare optică a informației.

Efectul elasto-optic (EO) care stă la baza acestui tip de interacție constă în cuplajul dintre vibrațiile rețelei cristaline a materialului și unda electromagnetică incidentă, acest cuplaj fiind determinat de răspunsul electronilor legați ai atomilor la acțiunea cîmpului electric al undei optice.

Din punct de vedere macroscopic într-un material căruia i se aplică o tensiune elastică este generată o undă elastică care produce fluctuații de densitate și polarizație, rezultînd astfel perturbația indicelui de refracție, deci a proprietăților optice ale materialului [1,2].

Se constată că în cazul interacției elasto-optice sub incidență Bragg fasciculul emergent este unic și are frecvența decalată față de frecvența fasciculului incident cu valoarea frecvenței undei elastice, intensitatea dependentă de intensitatea undei elastice și formează cu fasciculul incident un unghi proporțional cu frecvența elastică. Aceste proprietăți și-au găsit o aplicație deosebită în prelucrarea optică a informației realizîndu-se modulatoare elasto-optice, deflectoare elasto-optice, filtre elasto-optice și procesoare elasto-optice.

2. Tehnologia de realizare a dispozitivului EO

Dispozitivele elasto-optice (EO) sînt constituite în general dintr-un mediu de interacție și un traductor piezoelectric care furnizează unda elastică necesară interacției.

Dispozitivul EO realizat în laboratorul de dispozitive dielectrice și magnetice din cadrul catedrei de Tehnologie electronică și microelectronică din Institutul Politehnic București a necesitat două etape. În prima etapă a fost realizat traductorul piezoelectric, în cadrul Institutului de Fizică și Tehnologia Materialelor, utilizîndu-se în acest scop ca materie primă cuarțul, crescut sintetic. Procesul tehnologic de realizare a traductoarelor piezoelectrice din cuarț este prezentat în figura 1.

* Șef lucrări dr. ing.; Asist. ing., catedra Tehnologie electronică și microelectronică

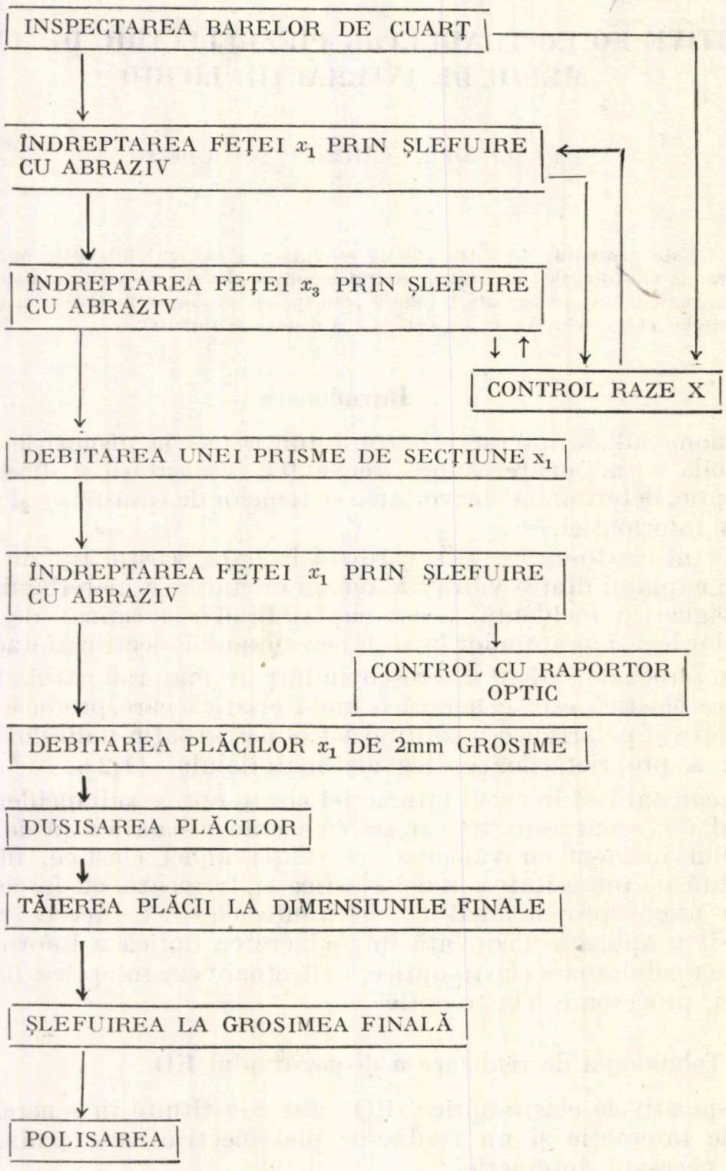


Fig. 1 — Etapele tehnologice de realizare a traductorului piezoelectric de cuarț

În cadrul primei operații s-a examinat vizual dacă bara de cuarț nu are defecte (bule, incluziuni, crăpături, etc.), s-au verificat dimensiunile (patru măsurători pe direcția x_1 și patru pe direcția x_3) spre a se constata dacă există abatere grosolană de la plan paralelismul planelor x_1x_2 și x_2x_3; apoi s-a verificat cu ajutorul unui goniometru cu raze X tip SECASI abaterea de la planele x_2x_3 și x_1x_2 a celor patru fețe prelucrate ale barei de cuarț.

Necesitatea celei de-a doua operații s-a datorat faptului că fețele prelucrate ale barei de cuarț nu erau perfect plane datorită procesului tehnologic de prelucrare a barelor, așa cum se obțin din autoclava de creștere; debitarea unei felii din cristalul de cuarț cu ajutorul unui disc diamantat conduce inerent la o față fie convexă fie concavă, fiind o sursă de erori mari (abateri de 20′) la măsurătorile cu raze X. De aceea este necesară îndreptarea acestei fețe, prin șlefuire pe un platan perfect plan al unei mașini de șlefuit optic (strung optic manual tip I.F.T.M.). Obținerea unei planeități satisfăcătoare (abateri de+5′) se verifică cu o riglă metalică fir de păr. De subliniat că pentru șlefuire se utilizează o suspensie de abraziv, de carbură de siliciu, granulație 400 și 600.

După îndreptarea feței x_1 și atingerea unei planeități satisfăcătoare se remăsoară, pentru verificare, la goniometrul SECASI abaterea feței x_1.

În mod analog se îndreaptă fața x_3, verificîndu-se totodată perpendicularitatea acestei fețe față de suprafața x_1.

Pentru debitarea unei prisme drepte de secțiune x_1 bara de cuarț se lipește, la temperatura de 50°C, cu mastic (ceară de albine și colofoniu 1 : 8 părți în greutate), pe o placă de sticlă de grosime de 8 mm; evident partea lipită a cuarțului este fața x_3 (cea îndreptată). Se fixează apoi întreg ansamblul pe suportul de fier demontabil al mașinii de tăiat cu disc diamantat. Se răcește suportul de fier pe o placă de marmură, apoi se fixează pe mașina de debitat TS-3 Mayer — Burger. Se reglează (utilizînd un ceas comparator cu rezoluția 2 μm) suportul de fier astfel încît discul diamantat să fie tot timpul la mișcarea barei de cuarț (cu întreaga masă a mașinii de debitat) perpendicular pe fața x_1 (îndreptată); această operație este posibilă rotind cu o precizie de 1′ masa mașinii. Poziționarea discului diamantat în planul vertical se realizează rotind pe verticală masa mașinii cu aceeași precizie de 1′. În acest mod, discul diamantat (în rotire și răcit cu ulei) lăsat să cadă pe verticală cu o viteză de 1mm/min va realiza tăietura dorită în cristalul de cuarț. Se desprinde bucata de cristal din margine prin apăsare lentă dar continuă înspre afară și se spală cu ulei de transformator și tiner suprafața rezultată din tăietură.

Orientarea suprafețelor x_1 rezultate în urma tăierii se verifică cu un raportor optic; dacă este necesar se îndreaptă aceste fețe prin șlefuire la strung optic.

Scopul operației următoare este de a debita plăci cu grosimea de 2 mm cu fețe perfect paralele cu fața x_1 inițială; această operație a fost efectuată cu o mașină de debitat cu lame multiple de tip GS-1 Meyer Burger, utilizînd ca abraziv carbură de siliciu, granulație 320.

Plachetele x_1 obținute prezintă un plan paralelism al suprafețelor debitate mai bun de 3 μm (calele de separare a lamelelor de oțel asigură un plan-paralelism de 1 μm, iar poziționarea blocului de lamele se face cu precizia de 2 μm).

Dusisarea plăcilor de cuarț constă în șlefuirea fină cu abraziv de granulație 14 μm pînă se obțin ambele fețe plane; operația se execută pe strung optic manual.

Pentru a obține plăci ale căror fețe mari să fie pătrate cu latura de 20 mm sau 10 mm, se lipește pe suportul metalic al mașinii TS-3 o placă de sticlă de 6 —8 mm grosime care asigură planeitatea substratului pe care se fixează placa de cuarț, efectuîndu-se cele trei tăieturi. Se dez-

lipește apoi placa de cuarț și se spală. În continuare se lipesc două astfel de plăci de parafină pe un disc de sticlă perfect plan-paralel (precizie sub 1 μm) și se șlefuiește ansamblul astfel format pînă cînd suprafața prelucrată este perfect plan-paralelă cu fața liberă a discului de sticlă. Operația de obținere a plan-paralelismului se repetă pentru celelalte două suprafețe, după care plăcile se dezlipesc.

Plăcuțele astfel obținute au grosimea de 1,6 mm; pentru a obține grosimea necesară de 0,2 mm plăcuțele se relipesc pe un suport de sticlă și se subțiază prin șlefuire pînă la grosimea de 0,4 mm folosind abraziv granulație 400, ultimii 0,2 mm fiind îndepărtați cu un abraziv granulație 600.

Ultima etapă tehnologică pentru obținerea traductorului de cuarț este polisarea optică a suprafețelor traductorului; în acest scop se utilizează ca abraziv exclusiv o suspensie în apă a pulberii de oxid de ceriu. Această operație finală este necesară deoarece șlefuirea și dusisarea conduc la formarea pe suprafața prelucrată a traductorului a unui strat reliefat la exterior și a unui strat interior cu fisuri, conform figurii 2.

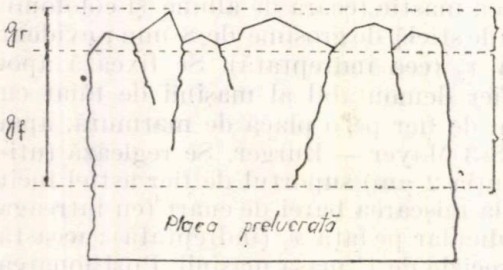


Fig.2 — Configurația suprafețelor plachetelor de cuarț după tăiere și șlefuire.

Grosimea medie g_r a stratului reliefat și respectiv grosimea g_f a stratului cu fisuri sînt direct proporționale cu dimensiunea abrazivului utilizat la operația de șlefuire; totodată g_r și g_f sînt determinate și de natura abrazivului.

Conform datelor din literatură valorile pentru g_r și g_f în funcție de dimensiunea granulelor de carbură de siliciu sînt următoarele:

— pentru granulație 12,5 μm, $g_r = 2$ μm iar $g_f = 7{,}5$ μm;

— pentru granulație 6 μm, $g_r = 0{,}9$ μm și $g_f = 3{,}6$ μm.

Ținînd seama de aceste date s-a condus procesul de polisare în așa fel încît stratul cu crăpături să fie cît mai mic, și anume polisarea s-a făcut cu abraziv de 6 μm, procesul menținîndu-se pînă s-a îndepărtat un strat de grosime 9—10 μm, adică aproximativ două straturi cu crăpături. Operația de polisare s-a efectuat pe un platan de alamă pe care s-a aplicat la cald o peliculă de smoală de tip special, de grosime de 8—10 mm, pe care, presîndu-se cu un alt calibru plan, s-a format o suprafață plană. La răcire se fac șanțuri concentrice și radiale. Cala de sticlă cuarț se apasă pe acest polizor în mișcare, alimentîndu-se cu o suspensie de oxid de ceriu.

Ce-a de-a doua etapă tehnologică a fost impusă de natura fluidă a mediului de interacție EO, fiind necesară realizarea unei celule optic transparentă care să permită obținerea configurației dorite de flux optic și respectiv elastic. În acest scop s-a confecționat o celulă paralelipipedică de sticlă; cei patru pereți laterali, de dimensiuni 40 mm înălțime și 25 mm lățime, s-au obținut prin tăierea cu disc diamantat și șlefuirea marginilor din plăci de sticlă optică de grosime 1,5 mm. Cei patru pereți au fost

lipiţi cu araldit; pentru a obţine forma corectă de paralelipiped s-a utilizat la lipire o prismă de aluminiu cu secţiunea pătrată, avînd latura 23,5 mm, care a fost îndepărtată după întărirea araldítului; o şlefuire finală a asigurat planeitatea capacelor celulei. Totodată, suprafeţele de sticlă străbătute de fasciculul optic în timpul funcţionării dispozitivului EO au fost spălate cu benzen pentru evitarea împrăştierii luminii.

Traductorul piezoelectric nu poate fi introdus în interiorul celulei deoarece face foarte dificilă comanda lui electrică; de aceea s-a adoptat soluţia lipirii traductorului pe baza celulei, astfel încît prin ataşarea bazei la prismă traductorul piezoelectric să se afle pe suprafaţa exterioară a celulei de interacţie EO.

Baza a fost confecţionată din cuarţ topit, astfel încît să se asigure transferul maxim de putere elastică de la traductor către mediul de interacţie EO datorită adaptării impedanţelor caracteristice elastice. Prelucrarea cuarţului topit a urmat aceleaşi etape tehnologice ca în cazul cuarţului, fig. 1, exceptînd operaţiile referitoare la orientarea cristalografică; s-a obţinut astfel o plachetă polisată optic de grosime 1,375 mm (cu o abatere de 3 μm determinată prin măsurarea grosimii în diverse puncte) şi avînd feţe patrate cu latura de 25 mm. Pe una dintre suprafeţele mari a fost depusă o peliculă de crom (20 nm) şi apoi argint (800 nm) care constituie electrodul de masă; pe această suprafaţă a fost ataşat traductorul piezoelectric de cuarţ. Aliajul de lipit utilizat fiind foarte fluid a permis păstrarea planeităţii şi mai ales a paralelismului celor două suprafeţe în contact; grosimea peliculei de contactare, determinată prin măsurători multiple, este de 4μm. Cel de-al doilea electrod depus pe suprafaţa exterioară a traductorului are dimensiunile de 3 mm × 15 mm şi a fost realizat prin depunere selectivă în vid a două pelicule succesive de crom (20 nm) şi argint (800 nm) prin intermediul unei măşti metalice confecţionate în acest scop; astfel se obţine structura cu configuraţia din figura 3.

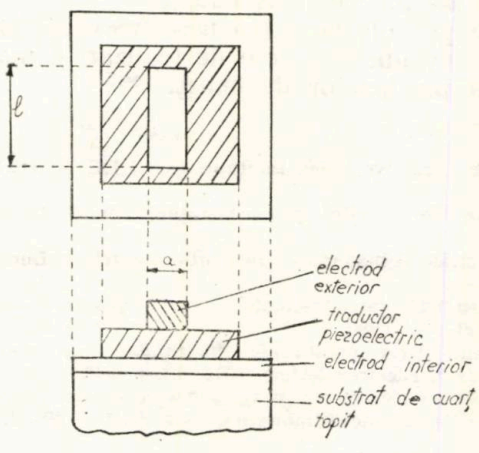


Fig. 3 — Structura traductorului piezoelectric ataşat celulei elasto-optice

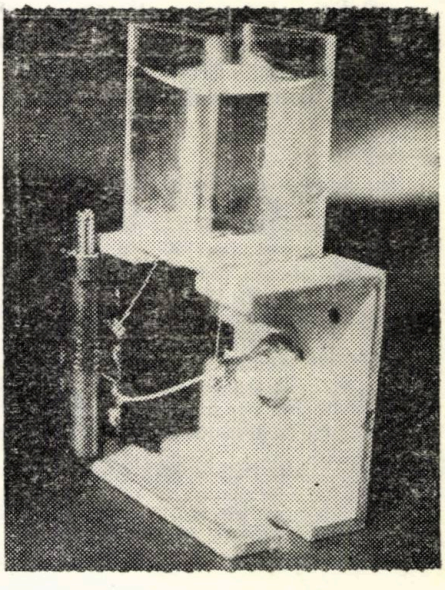


Fig. 4 — Configuraţia dispozitivului → elasto-optic

Închiderea celulei se realizează prin lipirea cu araldit a structurii din figura 3. pe prisma de sticlă.

Montura mecanică a celulei elasto-optice realizate permite conectarea acesteia la generatorul sinusoidal de excitare a traductorului piezoelectric printr-o mufă BNC.

Contactarea electrodului exterior și interior la această mufă se realizează prin benzi subțiri și elastice de bronz fosforos, lipite cu pastă de argint.

3. Concluzii

Dispozitivul elasto-optic realizat pe baza tehnologiei prezentate în paragraful anterior are configurația din figura 4. Frecvența de lucru a dispozitivului este determinată de grosimea plachetei de cuarț. Utilizînd modul fundamental de vibrație al traductorului această frecvență f_c are expresia

$$f_c = \frac{1}{2 \cdot l} (\rho s_{11}^E)^{-1/2} \tag{1}$$

unde l este dimensiunea plachetei pe direcția cristalografică x_1, $\rho = 2{,}6 \times 10^3$ Kg/m^3 este densitatea cuarțului, iar s_{11}^E este componenta tensorială a coeficientului de complianță a cuarțului ($s_{11}^E = 1{,}28 \times 10^{-3}$ m^{2}N^{-2}).

Dispozitivul EO realizat are $l = 88$ μm astfel încît frecvența centrală de lucru să fie de 10 MHz.

Trebuie remarcat faptul că prin tehnologia propusă se pot obține dispozitive EO cu frecvențe de lucru mult mai mari decît valoarea de 10 MHz; într-adevăr structura traductor-substrat lipită corect este robustă, permițînd reluarea operației de șlefuire a ansamblului pe suprafața liberă a plachetei de cuarț pînă la obținerea grosimii dorite, după care se depune electrodul exterior utilizînd o mască corespunzătoare. În acest caz este însă necesar un control riguros pentru menținerea planparalelismului celor două suprafețe ale plachetei de cuarț.

Prin tehnologia clasică nu se pot obține asemenea frecvențe de lucru deoarece grosimi mai mici de 100 μm sînt greu de realizat și mai ales de montat datorită fragilității plachetelor de cuarț.

BIBLIOGRAFIE

1. *D. Marcuse*, Light scattering from periodic refractive index fluctuations, IEEE Journal, QE-11, 1975, p. 162
2. *R. Torguet*, Déviation et modulation de la lumière par effet opto-acoustique, L'onde Electrique, 53, 1973, p. 384.
3. *P. Schiopu, S. Vasilescu*, Dispozitive dielectrice și magnetice, Institutul Politehnic București, 1979, p. 161.
4. *P. Șchiopu*, Dispozitive optodielectrice pentru prelucrarea fasciculului laser în vederea transmiterii informației, Teză de doctorat, 1980.
5. *M. Berte*, Acoustic-Bulk-Wave resonators and filters operating in the fundamental mode at frequencies greater than 100 MHz, Electron letters, 1977, 13, p. 248.
6. *B. d'Albaret*. Progrès récents de filtres à cristaux piézoélectriques à ondes de volume dans le domaine des UHF, Electronique, Technique et Industries, 1984, nr. 4, p. 79—82.

EO Device with Quartz Transducer and Liquid Interaction Medium

This paper presents a device for optic modulation based on acousto-optic interaction (EO) made in the Dielectric and Magnetic Devices Laboratory. There are also presented the main problems in fabrication technology for this EO device.

C.Z: 681.3.04/08

INTERPRETOR PORTABIL PROLOG

VL. IVANOV*

Acest articol prezintă noul interpretor pentru limbajul PROLOG realizat la catedra de Calculatoare a Institutului Politehnic București prin prisma unor idei/decizii de proiectare ce au influențat performanțele sale tehnice (viteza, capacitatea de stocare a cunoștințelor) precum și din punctul de vedere al facilităților oferite utilizatorului.

Idei/decizii de proiectare

Ideea centrală a acestei implementări o constituie portabilitatea sistemului obținut; cu alte cuvinte implementarea acestuia pe diferite mașini țintă de către implementatori obișnuiți să poată fi făcută rapid și relativ fără erori de programare. În mod normal întrebarea care se pune proiectantului unui sistem relativ la portabilitatea acestuia din urmă este: „În cît timp poți să-l transporți pe o nouă mașină țintă?". Scopul urmărit prin prezenta implementare a fost ca răspunsul la întrebarea mai generală: „În cît timp poate un programator obișnuit să transporte sistemul pe o nouă mașină țintă?" să depindă cît mai puțin de programator, iar intervalul să fie minim. De asemenea, s-a avut în vedere eventuala implementare hardware a unor primitive ale interpretorului.

Soluționarea acestei probleme a implicat definirea unui limbaj ajutător de tip asamblor, independent de mașină, numit „limbajul de implementare a PROLOG-ului" (LIP) în care a fost scris modular interpretorul. Implementarea sistemului pe o mașină tinta oarecare cu facilități de macroasamblare înseamnă în acest context o decizie de dimensionare a structurilor de date ale mașinii virtuale PROLOG, pe măsura necesităților și a posibilităților reale ale mașinii fizice, implementarea LIP ca un limbaj de macroinstrucțiuni și asamblarea textului sursa LIP al programului, același pentru orice implementare.

Primul sistem PROLOG obținut utilizînd această tehnică se adresează mașinilor din familia CORAL/INDEPENDENT și este dedicat cercetărilor din domeniul inteligenței artificiale. Pentru aceasta s-a preferat unei versiuni rapide și cu memorie mică versiunea mai lentă dar cu o capacitate mai mare de stocare a cunoștințelor, anume 4 Mcuvinte de 32 de biți. Opțiunea a fost deci clară în favoarea memoriei și în defavoarea vitezei, considerîndu-se că una din principalele limitări în calea construirii sistemelor expert stă în volumul de „cunoștințe" memorat.

---

* Ing., catedra Calculatoare

O altă decizie de proiectare a vizat mecanismul de transfer al parametrilor către predicatele evaluabile (funcții de sistem). Soluția adoptată facilitează scrierea ușoară de noi funcții de sistem pe măsura ce necesitățile se conturează chiar în procesul de dezvoltare al aplicațiilor.

Un exemplu de funcții de sistem non-standard cu care ar putea fi extins sistemul cuprinde predicate de lansare în execuție a unor task-uri instalate, predicate de sincronizare și predicate de transfer de informație între sistem și task-ul apelat.

Arhitectura sistemului

Modularitatea este caracteristica principală a arhitecturii sistemului. Un modul este o unitate funcțională de sine stătătoare specializată într-un anumit gen de prelucrări. Pentru îndeplinirea acestei sarcini un modul poate apela la serviciile altui modul, între acestea avînd loc un schimb de informații. În fig. 1 este prezentată arhitectura interpretorului punîndu-se în evidență relațiile modul apelant→modul apelat.

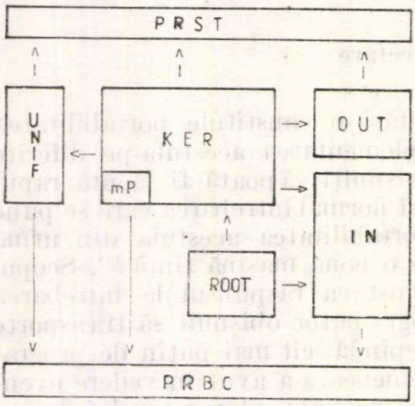


Fig. 1 — Arhitectura modulară a interpretorului

Modulul rădăcină (ROOT) este modulul determinant al sistemului, cel ce realizează bucla infinită READ-EVAL-PRINT prin apelul modulelor IN și KER, jucînd rolul unui coordonator-supervizor.

Apelul lui IN determină citirea unui termen de pe canalul curent de intrare, translatarea într-o formă internă convenabilă și depunerea acesteia din urma în baza de cunoștințe. Fiecare adresare la baza de cunoștințe, indiferent de modulul adresant, se face prin intermediul unui modul specializat, numit „procesorul bazei de cunoștințe" (PRBC) ce realizează virtualizarea spațiului de memorie de 22 de biți. Forma internă a unui termen este suficient de bine optimizată astfel încît la momentul execuției să se elimine căutările inutile prin baza de cunoștințe, permițînd o cvasi-compilare a programului sursa PROLOG.

În cazul în care termenul citit este o întrebare, ROOT va apela modulul KER pentru soluționarea acesteia. KER realizează inferența pe baza regulilor memorate în baza de cunoștințe menținînd pe o stivă toate informațiile necesare. De asemenea, există o stivă de legături gestionată de PRST (procesorul de adresare a stivelor) pe care se memorează perechile de tip (variabilă, valoare) cu semnificația asignării temporare a unei valori oarecare unei variabile dintr-o regulă folosită pe un anumit nivel de apel.

Funcționarea sistemului

Fiindu-i prezentat un scop, eventual multiplu, KER purcede la satisfacerea fiecăruia din subscopurile componente pe rînd, deci funcția de selecție alege scopurile de la stînga la dreapta. Satisfacerea unui subscop va implica găsirea unei reguli al cărei cap unifica cu scopul, pentru aceasta apelîndu-se modulul specializat UNIF ce construiește perechi (variabilă-valoare) și pe care le depune pe stiva respectivă. Procesul continua recursiv cu încercarea de satisfacere a corpului regulii al cărei cap a unificat cu scopul inițial; parcurgerea arborelui rezolvent se face deci în adîncime.

Trebuie menționate aici așa-numitele mini-procesoare văzute ca excrescențe ale modulului KER și care corespund funcțiilor de sistem. Acestea tratează în mod excepțional cazuri care, în mod normal nu au o interpretare logică, cum ar fi de exemplu predicatul „write". În general (Kowalski) un algoritm are două componente disjuncte : logica și controlul. Idealul programării logice îl constituie specificarea de către programator doar a componentei logice a unui algoritm și limbajul PROLOG se apropie de acest ideal în sensul că, de exemplu unei clauze de tip :

părinți (A, B) : — tata (A, C), mama (B, C).

i se poate da o interpretare logică, anume ca intersecție. Cum intersecția este comutativă clauza inițială este echivalentă (și din punct de vedere procedural) cu

părinți (A, B) : — mama (B, C), tata (A, C).

Mai poate avea o interpretare pur logică o clauză de tipul

```
tipărește_părinți_1(A, B) : —
    tata(A, C), mama(B, C),
    write (A), nl, write(B), nl.
```

În caz afirmativ clauza ar trebui să fie echivalentă cu

```
tipărește_părinți_2(A, B) : —
    write(A), nl, write(B), nl.
    tata(A, C), mama(B, C).
```

ceea ce este eronat, căci în vreme ce apelul

```
? — tipărește_părinți_1(X, Y).
```

ar putea răspunde cu

```
ion
maria
```

apelul

```
? — tipărește_părinți_2(X, Y).
```

va tipări două variabile neinstanțiate

```
_1
_2
```

Iată deci că limbajul PROLOG este doar o unealtă practică de programare logică. Printre predicatele de sistem există și unele pentru modificarea fluxului normal al controlului, anume al modului standard de soluționare a unui scop, descris mai înainte, cum ar fi predicatele „!" „fail", „repeat". Prezența acestora în sistem, și nu numai aceasta, impune

existența unor facilități de proiectare și depanare a programelor logice. O astfel de facilitate avînd la bază „modelul cutiei" o reprezintă depanatorul sistemului.

Caracteristici de implementare

Facilitatea principală oferită de sistem constă din capacitatea mare de stocare a informațiilor, anume într-un spațiu de adrese de 22 de biți. Nu există limitări în ceea ce privește numărul atomilor din sistem ci doar numărul de caractere ce poate alcătui un atom este limitat la 80. Sînt permise predicate cu același nume dar arități diferite iar clauzele ce alcătuiesc o procedură pot fi prezentate sistemului întrepătrunse cu clauze aparținînd unei alte proceduri.

Toate acestea se datorează structurii bazei de cunoștințe pe trei nivele corespunzătoare celor trei tipuri de obiecte indivizibile din sistem (atomi, blocuri F și reguli). Pe măsura ce programul sursă este analizat baza de cunoștințe este completată cu astfel de obiecte; în plus unele funcții de sistem creează niște structuri temporare care sînt depuse tot în baza de cunoștințe.

Alocarea spațiului pentru aceste obiecte se face în continuare în zona liberă a bazei de cunoștințe pînă la completa ei epuizare. În acest moment spațiile de memorie neaccesibile (fie că este vorba de reguli fetrase, fie că este vorba de structuri temporare de care nu mai este nevoie) vor trebui colectate și obiectele utile compactate spre adrese mici obținînd o zonă liberă contiguă unde să fie depuse noile obiecte.

Este chiar rolul colectorului de spațiu disponibil.

Acesta este realizat după ideea folosită în SNOBOL-4 și conține următoarele faze: pasul 1 marchează obiectele utile accesibile, inclusiv cele temporare; pasul 2 face o parcurgere a bazei de cunoștințe modificînd self-pointerul (adresa la care este implantat obiectul și care este memorată special pentru scopul colectării) obiectelor marcate ca utile conform poziției actuale de după compactare; obiectele conținînd adrese în baza de cunoștințe trebuie actualizate pentru a puncta corect obiectele după compactare — acest lucru se realizează la pasul 3 iar la pasul 4 are loc compactarea propriu-zisă a obiectelor accesibile, i. e. copierea acestora la adresele actuale.

În sfîrșit, ultima facilitate, dar nu cea mai puțin importantă este facilitatea de depanare. S-a considerat ca o bună unealtă de depanare nu numai că ajută la obținerea unor programe corecte într-un timp scurt, dar educă programatorul către un stil de programare concis și direct.

Din acest punct de vedere modelul teoretic al depanării este „modelul cutiei" imaginat de L. Byrd care este prezentat în amănunt în manualul de utilizare al sistemului. În continuare vom prezenta pe un scurt exemplu trasarea prin prisma acestui model. Considerăm programul:

```
amici(ion, andrei).
amici(dan, radu).
amici(ion, X) : — amici(X, radu).
amici(stefan, radu).
```

şi scopul:

```
? — amici (ion, X).
X = andrei ;
X = dan ;
X = stefan ;
no
```

unde am subliniat textul introdus de la consolă. Am cerut sistemului soluţii alternative răspunzînd cu „; ” şi CR după fiecare soluţie pînă acesta nu a mai găsit altele.

Vom reprezenta procedura „amici” ca în figura 2.

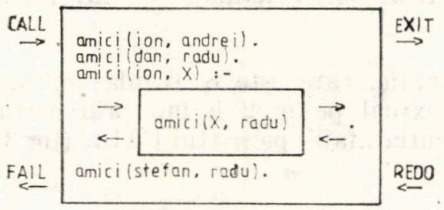


Fig. 2 — Modelul cutiei pentru procedura „amici”

În diagramă am desenat o cutie în jurul întregii proceduri şi am adăugat cîteva săgeţi etichetate ce indică fluxul controlului în şi din cutie. Există patru astfel de săgeţi pe care le vom discuta pe rînd.

CALL. Această săgeată reprezintă apelul iniţial al procedurii. Cînd se încearcă satisfacerea unui scop de forma amici(X, Y) controlul trece prin portul CALL al cutiei „amici” cu intenţia de a unifica scopul cu capul unei clauze componente şi apoi de a satisface toate subscopurile din corpul acelei clauze. De remarcat că invocaţia iniţială există indiferent dacă o astfel de unificare este sau nu posibilă.

EXIT. Această săgeată reprezintă o reîntoarcere cu succes din procedură. Acest lucru are loc cînd scopul iniţial a unificat cu capul unei anumite clauze din cutie şi toate subscopurile ce alcătuiesc corpul acelei clauze au fost satisfăcute la rîndul lor. Fluxul controlului iese din cutia „amici” prin portul EXIT revenindu-se în punctul de apel.

REDO. Această săgeată indică faptul că un scop ulterior a eşuat şi că sistemul încearcă să găsească prin backtrack alternative la soluţia precedentă. Fluxul controlului trece prin portul REDO înapoi în cutia „amici” unde se va încerca satisfacerea ultimului subscop al corpului clauzei luate în considerare; sau dacă aceasta eşuează se va încerca unificarea cu capul următoarei clauze şi apoi satisfacerea tuturor scopurilor ce alcătuiesc corpul acestei noi clauze.

FAIL. Această săgeată reprezintă eşecul scopului iniţial care poate surveni dacă scopul propus nu a unificat cu capul nici unei clauze din cutie, sau dacă pentru fiecare clauză al cărei cap a unificat conjuncţia de scopuri ce alcătuiesc corpul nu a putut fi satisfăcută în nici un fel. Fluxul controlului iese din cutia „amici” prin portul FAIL şi sistemul continuă backtrack-ul.

În termenii acestui model informaţia pe care o obţinem la nivelul cutiei este doar fluxul controlului prin aceste patru porturi. În continuare

vom urmări pe acest exemplu cum se asamblează informațiile referitoare la un singur subscop într-un „raționament". Considerăm următorul scop prezentat sistemului :

?— amici(ion, X), fail.

care trebuie să parcurgă în întregime arborele rezolvent. Vom reprezenta acest scop (dublu) închis în cutii, la fel cu celelalte scopuri :

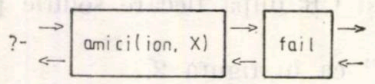


Fig. 3 — Modelul cutiei pentru scopuri

Controlul trece prin portul CALL al cutiei „amici" cu nivelul de invocație 0 :

(0) CALL amici(ion, _1).

unificînd cu capul primei reguli din cutie, care este o regulă unitară. Fluxul controlului se poate urmări textual pe fig. 2 ieșind prin portul EXIT al cutiei („amici" și intrînd în cutia „fail" pe portul CALL (fig 3).

(0) EXIT amici(ion, andrei)
(0) CALL fail
(0) FAIL fail

Efectul funcției de sistem „fail" este de a determina backtrack-ul prin propriul eșec. Fluxul controlului (vezi fig. 3) iese prin portul FAIL al cutiei „fail" reintrînd în cutia „amici" pe portul REDO, deci (vezi fig. 2) încercînd să unifice scopul inițial amici (ion, _1) cu capul unei alte reguli.

(0) REDO amici (ion, andrei).

Se reușește unificarea cu regula a treia legînd pe X din această regulă la X inițial din scop, sau altfel spus X. 1 legat la X.0. Se intră acum recursiv într-o altă cutie „amici" pentru a soluționa ipoteza regulii a treia, adică scopul

(3) CALL amici(_1, radu)

care unifica cu regula a doua legînd pe (X.1 sau echivalent pe) X. 0 la „dan".

(3) EXIT amici (dan, radu).

Fiind ultima ipoteză a regulii aplicate pe nivel 0 se iese și prin portul EXIT al cutiei „amici" de pe acest nivel (fig. 3).

(0) EXIT amici(ion, dan)
(0) CALL fail
(0) FAIL fail
(0) REDO amici(ion, dan)

Ultimul scop satisfăcut a fost ipoteza regulii a treia din cutia „amici" și fluxul controlului trece prin portul REDO al cutiei „amici' și prin portul REDO al ipotezei regulii a treia al cutiei, deci al cutiei „amici" cu nivelul de apel 3

(3) REDO amici(dan, radu)

unde regula curentă luată în considerație a fost regula a 2-a. Situația instanțierii variabilelor este cea corespunzătoare liniei CALL, deci amici (_1, radu). Regula următoare care unifică cu acest scop este regula a 3-a ce produce istantierile (X. 0, ion) și (X.5, radu) cu care se continuă în adîncime, încercîndu-se satisfacerea ipotezei regulii a treia, deci

(5) CALL amici (radu, radu)

și întrucît în baza de cunoștințe nu există nici o regulă al cărei cap să unifice cu acest scop fluxul controlului iese prin portul FAIL al cutiei „amici" cu nivelul de invocație 5, același cu portul FAIL al ipotezei reguli[1] a treia din cutia „amici" cu nivelul de invocație 3 încercîndu-se unificarea scopului amici(_1, radu) cu capul ultimei reguli, lucru încununat de succes. Fluxul controlului iese prin portul EXIT al cutiei „amici" de pe nivel 3 care este identic cu portul EXIT al ipotezei regulii a treia din cutia „amici" cu nivelul de invocație 0 de unde iese tot prin portul EXIT.

(5) FAIL amici(radu, radu)
(3) EXIT amici(stefan, radu)
(0) EXIT amici(ion, stefan)
(0) CALL fail
(0) FAIL fail

Fluxul controlului trece prin portul REDO al cutiei „amici" de pe nivel 0 și prin portul REDO al ipotezei celei de-a treia reguli care este identic cu portul REDO al cutiei „amici" cu nivelul 3 și întrucît în această cutie regulile au fost epuizate se iese prin portul FAIL al ipotezei de pe nivel 3 căutîndu-se o altă soluționare a scopului amici (ion, _1). Ultima regulă „amici" nu unifică cu scopul curent și conjuncția de scopuri eșuează :

(0) REDO amici(ion, stefan).
(3) REDO amici(stefan, radu)
(3) FAIL amici(stefan, radu)
(0) FAIL amici(ion, _1)
no

Depanatorul este o unealtă interactivă care în afară de facilitatea de trasare exhaustivă prezentată mai sus, permite urmărirea îndeaproape a procesului deductiv precum și influențarea acestuia prin „legarea" porturilor și acceptarea de comenzi pentru definirea trasării.

BIBLIOGRAFIE

1 *W. F. Clocksin, C. S. Mellish*, „Programming in PROLOG", Springer Verlag, 1981
2 *C. A. Giumale*, „Cercetări pentru o mașină PROLOG", Contract ITCI, 1985
3 *R. Griswold*, „The MACRO implementation of SNOBOL 4", McGraw Hill, 1972
4 *L. M. Pereira, F. C. Pereira, D. Warren*, „User's Guide to DECsystem-10 PROLOG" Laboratorio Nacional de Engenharia Civil, Lisboa, 1978

A Portable PROLOG Interpreter

The paper presents the main features of a PROLOG interpreter The implementation language is an assembly — type one specially designed for it (Prolog Implementation language) which facilitates the transportation to various computer systems.

BOOKS

D. Sporea, Ş. Bîrcă—Gălăţeanu, CIRCUITE OPTOELECTRONICE/Optoelectronic Circuits, Editura Militară, Bucureşti, 1986, 343 p.

This book treats about the most important applications of optocouplers and read-out systems, especially in photographics. The authors present several utilizations of optocouplers, such as : switching time and temperature overshoot together with their cutting down, optocouplers application in linear circuits and switching, oscillators, operational amplifiers with galvanic insulation. They also describe new displays with electroglowing diodes, liquid crystals,gas-discharge and cathode tubes, read-out systems with sequence of points, alpha-numerical displays, matrices.
A short survey on applications of optoelectronic circuits in photographics — cinophots, timers for enlargers, electronic photoflash lamps— allows the reader to get acquainted with the latest news in the field.

TEZE DE DOCTORAT SUSŢINUTE ÎN 1986—1987

Teofil Doru Suciu — Transmiterea stereofonică a semnalelor modulate în frecvenţă (24.X. 1986) Conducător ştiinţific prof. dr. ing. Mugur Săvescu

George Eugeniu Lojewski — Metoda de îmbunătăţire a sensibilităţii recepţiei în microunde (6.II.1987) Conducător ştiinţific prof. dr. ing. George Rulea

Ioana Andreaş — Sisteme de testare automată. Testarea şi asigurarea fiabilităţii echipamentelor destinate obiectivelor nucleare (14.III.1987) Conducător ştiinţific prof. dr. ing. Vasile Cătuneanu

Dumitru Mihai Armulescu — Sistem de reproducere acustic de înaltă fidelitate cu transductor cu membrană imprimată (27.III.1987). Conducător ştiinţific prof. dr. ing. Vasile Cătuneanu

Cornel George Minduleanu — Modelarea dispozitivelor semiconductoare de putere (8.V.1987) Conducător ştiinţific prof. dr. docent Mihai Drăgănescu

Said Qolbudin — Studiul comparativ al sistemelor de televiziune pal şi secam (5.VI.1987) Conducător ştiinţific prof. dr. ing. Alexandru Spătaru

Monica Elena Borda — Contribuţii la analiza aproximativă a circuitelor electrice (13.VI.1987) Conducător ştiinţific prof. dr. ing. Mugur Săvescu

Irina Mateescu — Filtre monolit cu cuarţ (7.VII.1987) Conducător ştiinţific prof. dr. ing. Mugur Săvescu

Aurelian Olariu — Sisteme automate cu microprocesor pentru testarea şi diagnozarea dispozitivelor semiconductoare de putere (8.VII.1987) Conducător ştiinţific prof. dr. ing. Vasile Cătuneanu

Radu Alexandru Gheorghe Dragomir — Contribuţii la teoria şi realizarea diodelor IMPATT de putere (28.VIII.1987) Conducător ştiinţific prof. dr. docent Mihai Drăgănescu

Elena Simona Vasilescu — Metode de îmbunătăţire a caracteristicii de transfer a filtrelor cu unde acustice de suprafaţă (31.VIII.1987) Conudcător ştiinţific prof. dr. ing. Vasile Cătuneanu

Ilie Ovidiu Radu — Structuri de filtre numerice cu microprocesoare (23.X.1987) Conducător ştiinţific prof. dr. ing. Alexandru Spătaru

I. P. Informaţia comanda 1761

40 480

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC BUCUREŞTI
ELECTROTEHNICA, ENERGETICA, AUTOMATICA-CALCULATOARE, ELECTRONICA, MECANICA, CONSTRUCŢII DE MAŞINI TRANSPORTURI-AERONAVE, CHIMIE, METALURGIE

apare în continuarea vechilor periodice ştiinţifice : „Bulletin de Mathématiques et de Physiques pures et appliquées", „Buletinul Politehnicei din Bucureşti" şi „Buletinul Institutului politehnic „Gheorghe Gheorghiu-Dej" Bucureşti".

Organizat pe baze noi, el reflectă în primul rînd activitatea ştiinţifică a corpului didactic din institut. În limita spaţiului disponibil, se pot publica şi lucrări ştiinţifice ale colaboratorilor din afara institutului.

Corespondenţa privind articolele, schimburile de publicaţii şi abonamentele se fac pe adresa institutului.

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC BUCUREŞTI
ЭЛЕКТРОТЕХНИКА, ЭНЕРГЕТИКА, АВТОМАТИКА-СЧЕТНО-ВЫЧИСЛИТЕЛЬНЫЕ МАШИНЫ, ЭЛЕКТРОНИКА, МЕХАНИКА, МАШИНОСТРОЕНИЕ, ТРАНСПОРТ—САМОЛЕТОСТРОЕНИЕ ХИМИЯ, МЕТАЛУРГИЯ

продолжает прежних научных периодических журналов „Bulletin de Mathématiques et de Physique pures et appliquées", „Buletinul Politehnicei din Bucureşti" и „Buletinul Institutului politehnic „Gheorghe Gheorghiu-Dej" Bucureşti".

Составленный на новых основах он отражает в первую очередь научную деятельность преподавательского состава Бухарестского политехнического института. В пределах возможностей будут опубликоваться и научно-исследовательские работы специалистов извне.

Переписка, обмен периодическими изданиями и подписка производятся по адресу института.

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC BUCUREŞTI
ELECTROTECHNICS, ENERGETICS, AUTOMATIC CONTROL-COMPUTERS, ELECTRONICS, MECHANICS, MACHINE BUILDING, TRANSPORT-AERONAUTICS, CHEMISTRY, METALLURGY

The Bulletin continues the old scientific periodicals : „Bulletin de Mathématiques et de Physique pures et appliquées", „Buletinul Politehnicei din Bucureşti" and „Buletinul Institutului politehnic „Gheorghe Gheorghiu-Dej" Bucureşti".

Organized on a new basis, it primarily reflects the scientific activity of the academic staff from Institute. Researchers from outside the institute can also publish their papers within the available space.

The correspondance regarding the articles, change of publications and subscriptions are sent to the following address.

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC BUCUREŞTI
ELECTROTECHNIQUE, ENERGETIQUE, AUTOMATIQUE-ORDINATEURS, ELECTRONIQUE, MECANIQUE, CONSTRUCTIONS MECANIQUES, TRANSPORTS-AERONAUTIQUE, CHIMIE, METALLURGIE

continue les anciens périodiques scientifiques : „Bulletin de Mathématiques et de Physique pures et appliquées", „Buletinul Politehnicei din Bucureşti" et „Buletinul Institutului politehnic „Gheorghe Gheorghiu-Dej" Bucureşti".

Organisé sur de nouveaux principes il reflète tout d'abord l'activité scientifique du corps enseignant de l'Institut. Dans la limite de l'espace disponible on peut y publier aussi les travaux scientifiques des collaborateurs de l'extérieur.

L'adresse pour la correspondance concernant les articles, les échanges de publications et les abonnements est :

INSTITUTUL POLITEHNIC BUCUREŞTI
ROMÂNIA

Splaiul Independenţei nr. 313
Căsuţa Poştală nr. 2356

Lei 35